

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

XIV Международная научно-практическая конференция

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

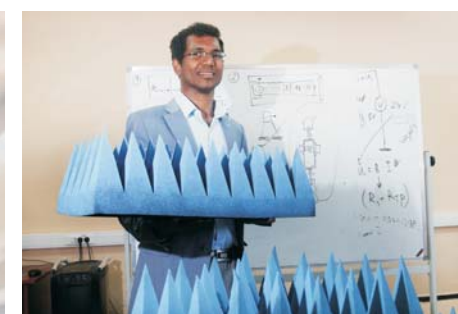
Материалы докладов

г. Томск

28–30 ноября 2018 г.

В двух частях

ЧАСТЬ 1



Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

XIV Международная научно-практическая конференция

28–30 ноября 2018 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

В-Спектр
Томск – 2018

УДК 621.37/39 + 681.3
ББК (Ж/О) 32.84.85.965
Э 45

Э 45 **Электронные средства и системы управления:** материалы докладов XIV Международной научно-практической конференции (28–30 ноября 2018 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2018. – 348 с.
ISBN 978-5-91191-401-1
ISBN 978-5-91191-402-8 (Ч. 1)
ISBN 978-5-91191-403-5 (Ч. 2)

Сборник содержит материалы докладов, представленных на XIV Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 28–30 ноября 2018 г.), по следующим направлениям: радиотехнические и телекоммуникационные системы; наноэлектроника СВЧ; нанотехнологии в электронике; антенны и микроволновые устройства СВЧ; нелинейная оптика; интеллектуальная силовая электроника и преобразовательная техника; плазменная электроника; биомедицинская электроника; автоматизация и оптимизация систем управления и обработка информации; интеллектуальные системы проектирования, автоматизация проектирования электронных устройств и систем; информационная безопасность; информационные технологии в управлении и принятии решений; информационные технологии в обучении; инновации в сфере электроники и управления; оптоэлектроника и фотоника; видеоинформационные технологии и цифровое телевидение.

Для студентов, преподавателей и специалистов, интересующихся проблемами систем управления.

УДК 621.37/39 + 681.3
ББК (Ж/О) 32.84.85.965

*Конференция проводится при финансовой поддержке
Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ).
Проект № 18-07-20094*

*Часть статей секций 2–22 направлена для публикации
в журнале «Доклады ТУСУРа»*

ISBN 978-5-91191-401-1
ISBN 978-5-91191-402-8 (Ч. 1)

© ТУСУР, 2018
© Коллектив авторов, 2018

СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ООО «КЕЙСАЙТ ТЕКНОЛОДЖИЗ»



ООО «Кейсайт Текнолоджиз»
Россия, 115054, г. Москва,
Космодамианская наб., 52, стр. 3.

Тел.: 495 797 39 00
Факс: 495 797 39 02
www.keysight.ru

Keysight Technologies – мировой технологический лидер на рынке контрольно-измерительных решений для электронной, оборонной, аэрокосмической и телекоммуникационной промышленности.

Как самостоятельная компания Keysight Technologies была образована в 2014 г. в результате стратегического разделения компании Agilent Technologies, которая, в свою очередь, до 1999 г. входила в корпорацию Hewlett-Packard. Первый измерительный прибор под маркой Hewlett-Packard был выпущен более 75 лет назад.

В настоящий момент компания Keysight Technologies предоставляет самый широкий на рынке спектр лабораторных, модульных и портативных контрольно-измерительных приборов, в том числе оборудование для радиоизмерений (генераторы сигналов, анализаторы сигналов, анализаторы цепей), осциллографы и приборы общего назначения (мультиметры, источники питания, генераторы импульсов, системы сбора данных, логические анализаторы, ручные приборы), решения для тестирования телекоммуникаций, а также системы автоматизированного проектирования и моделирования электронных устройств.

В России приборы Keysight Technologies, ранее производимые под маркой Hewlett-Packard / Agilent, используются уже более 45 лет и по праву считаются наиболее точным и надежным контрольно-измерительным оборудованием на рынке.

Российский офис компании Keysight Technologies предлагает своим клиентам локальную техническую и сервисную поддержку, техническую документацию на русском языке. Для серий малогабаритных осциллографов, генераторов сигналов и анализаторов спектра разработаны русскоязычные интерфейсы пользователя. На большинство приборов есть сертификаты об утверждении типа средств измерений. На постоянной основе ведется работа по включению в Госреестр новых приборов Keysight Technologies.

Среди крупнейших заказчиков Keysight Technologies в России ведущие научно-исследовательские институты, конструкторские бюро, вузы, крупнейшие операторы связи.

В 2012 г. компания Keysight Technologies открыла два дополнительных региональных офиса в России – в Приволжском и Сибирском федеральных округах. В 2013 г. дополнительный офис открыт в Ростове-на-Дону, в 2014 г. – в Санкт-Петербурге.

Информация о компании Keysight Technologies доступна в сети Интернет по адресу: www.keysight.ru

*Генеральный директор ООО «Кейсайт Текнолоджиз»
Смирнова Галина Владимировна*

СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ООО «ЛЕКРОЙ РУС»



ООО «ЛеКрой РУС»
119071, г. Москва, 2-й Донской
проезд, д. 10, стр. 4, 2-й этаж

Тел.: 495 777-5591
Факс: 495 640-3023
<https://prist.ru/>

Компания «ПриСТ» основана в 1994 г. Сегодня АО «ПриСТ» один из крупнейших российских поставщиков приборов для электроизмерений, радиоизмерений и измерений параметров окружающей среды (<https://prist.ru/>).

В компании работает более 80 высококвалифицированных сотрудников, открыты представительства в Санкт-Петербурге и Екатеринбурге, имеется дилерская сеть по всей территории России, дилеры в Белоруссии и Казахстане.

Основные виды деятельности:

- Поставки измерительного оборудования.
- Технические консультации по подбору средств измерения и вариантам замен приборов, снятых с производства или морально устаревших.
- Услуги по поверке и калибровке СИ.
- Услуги по техническому обслуживанию СИ, включая закрытую калибровку.
- Услуги автоматизации процессов поверки и калибровки.
- Испытания для целей утверждения типа СИ.
- Сервисная поддержка, гарантийное и послегарантийное обслуживание.
- Предоставление СИ в арендное пользование.

Компания «ПриСТ» является эксклюзивным поставщиком на территории России и СНГ продукции таких компаний, как APPA, Center, Good Will Instrument, SEW, Tabor Electronics, Teledyne LeCroy и Wayne Kerr Electronics. Дистрибьюторские и партнерские соглашения связывают компанию со всемирно известными производителями: Anritsu, Fluke, Keysight, National Instruments, Rohde&Schwarz, Pendulum, Spectracom, TDK-Lambda, Pico Technology.

С 2004 г. АО «ПриСТ» представляет на российском рынке компанию LeCroy (с 2012 г. Teledyne LeCroy) – одного из мировых лидеров в разработке и производстве цифровых осциллографов. Осциллографы высочайшего класса помогают инженерам-конструкторам и учёным осуществлять наблюдение, измерение и анализ сигналов в электронных цепях и трактах различных устройств. Компания «Teledyne LeCroy» является одним из технологических лидеров на рынке цифровых осциллографов. Это подтверждают ее достижения, например, в 2013 г. компания представила многоканальную систему с полосой пропускания 100 ГГц в режиме реального времени. В том же 2013 г. были представлены осциллографы высокого разрешения (HDO) с 12-битным АЦП и полосой пропускания 1 ГГц. Семейство осциллографов HDO существенно изменило представление о точности измерений, доступной цифровым осциллографам. 2018 год ознаменовался выходом новой серии осциллографов высокого разрешения WavePro HDR, которая обеспечивает теперь высокоточные измерения в полосе до 8 ГГц. Кроме цифровых осциллографов, компания «Teledyne LeCroy» выпускает анализаторы протоколов. Это широкий класс приборов для тестирования устройств передачи данных как на физическом, так и на логическом уровне. В этой области «Teledyne LeCroy» также занимает лидирующие позиции и предоставляет решения для всех современных протоколов передачи последовательных данных (<http://lecroy-rus.ru/>).



Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Председатель секции – *Тисленко Владимир Ильич, д.т.н., профессор каф. РТС*

УДК 621.396.41

Н.В. Дуплищева, А.С. Бернгардт

Сравнение эффективности алгоритмов сжатия семейства Лемпела–Зива

Целью работы являются программная реализация и исследование словарных методов сжатия семейства Лемпела–Зива, сравнение эффективности этих методов. Результаты работы предполагается использовать в учебном процессе, поэтому важным моментом является возможность наглядного представления работы алгоритмов сжатия. Это способствует более быстрому усвоению материала.

Разработан программный комплекс словарных методов LZ, позволяющий продемонстрировать технологию формирования словарей, а также оценить эффективность методов сжатия. В данной статье описываются алгоритмы сжатия семейства Лемпела–Зива (LZ77, LZ78, LZSS, LZW). Разработана лабораторная работа и написаны методические указания по ее выполнению. Работа используется на кафедре РТС ТУСУРа.

Ключевые слова: информация, сообщение, сжатие информации, эффективное кодирование, метод Лемпела–Зива, LZ77, LZ78, LZSS, LZW.

Важным этапом обработки сигналов в цифровых системах передачи информации является уменьшение избыточности сообщения на выходе источника, т.е. кодирование источника, или сжатие данных.

Сжатие данных можно условно разделить на два основных класса.

При сжатии, осуществляющемся без потерь информации, возможно полное восстановление исходной информации, что чрезвычайно важно для числовых и текстовых сообщений, такое сжатие называют эффективным кодированием.

При сжатии, осуществляющемся с потерями информации, часть информации теряется и полное восстановление исходной информации невозможно.

Наиболее распространенными алгоритмами сжатия без потерь в настоящее время являются алгоритм (код) Шеннона–Фано, код Хаффмана и код Лемпела–Зива.

Главным недостатком кодов Шеннона–Фано и Хаффмана являются то, что для их применения необходимо знать статистику источника, т.е. вероятности появления букв алфавита источника или их комбинаций.

Коды семейства Лемпела–Зива свободны от указанного недостатка. Это универсальные алгоритмы сжатия, в которых на передающем и приемном конце адаптивно формируется словарь. В основе алгоритмов лежит следующая идея построения словаря. В словарь вносятся все более длинные неповторяющиеся фрагменты сообщения. Ранее встречаемый фрагмент в словарь не вносится, а заменяется уже закодированным символом.

Словарные алгоритмы Зива–Лемпела разделяют на два семейства – алгоритмы типа LZ77 и алгоритмы типа LZ78. Принципиальным отличием является способ формирования словаря.

Следует отметить, что большинство используемых в настоящее время словарных кодировщиков являются модификациями семейства алгоритмов Лемпела–Зива.

Рассмотрим алгоритмы, на базе которых созданы современные кодировщики.

Алгоритм LZ77

В основе алгоритма LZ77 лежит понятие скользящего по сообщению словаря, или его еще называют скользящим окном.

Скользящее по сообщению окно – это блок очередного просматривания незакодированных и закодированных фрагментов сообщения.

По мере выполнения кодирования, т.е. обработки информации, положение блока меняется относительно начала входного потока сообщения, таким образом условно можно сказать, что словарь «скользит» по сообщению.

В алгоритме LZ77 коды состоят из трех элементов:

- смещения относительно начала подстроки в словаре, совпадающей с началом содержимого буфера;
- длины подстроки, т.е. длины соответствия;
- первого символа буфера [1].

Данный метод имеет следующие недостатки:

- скорость работы кодера замедляется с увеличением размера словаря;
- очень неэффективным является кодирование одиночных символов [2].

Алгоритм LZSS

Идея алгоритма заключается в том, что к каждому символу и указателю добавляется однобитовый префикс, который позволяет различить данные объекты. Говоря иными словами, добавляется однобитовый флаг, который указывает тип, а также длину следующих за данным типом данных [2].

В алгоритме LZSS коды состоят из трех элементов, таких же, как и в алгоритме LZ77:

– смещения относительно начала подстроки в словаре, совпадающей с началом содержимого буфера;

– длины подстроки, т.е. длины соответствия;

– первого символа буфера.

В методе LZSS сдвиг окна происходит ровно на длину найденной подстроки. Если в словаре не найдено такого же фрагмента, т.е. нет повторения, тогда окно сдвигается на 1 [1].

Алгоритм LZ78

В основе этого алгоритма «скользящее» по сообщению окно не используется, а из уже просмотренных фрагментов (фраз) хранит словарь. В начале работы алгоритма словарь является пустым. В словарь вносятся неповторяющиеся фрагменты. Если же пришел фрагмент, который уже есть в словаре, то захватывается следующий фрагмент и словарь снова ищет совпадения. Это происходит до тех пор, пока фрагмент перестанет соответствовать хотя бы одной фразе словаря, далее фраза снова заносится в словарь. Если словарь заполнен, то из него удаляют менее встречающиеся фрагменты [2].

Скорость раскодирования данного алгоритма потенциально всегда меньше скорости всех алгоритмов со скользящим по сообщению окном. Однако эффективные выполнения процедур поиска и добавления фрагментов фраз в словарь для алгоритма LZ78 и его потомков обеспечивают большое преимущество в скорости сжатия над алгоритмом LZ77.

Несмотря на быстроту кодирования алгоритмом LZ78, оно все же медленнее скорости декодирования при грамотной реализации. Обычно в таком случае соотношение скоростей кодирования и декодирования равно 3:2 [1].

Алгоритм LZW

Путем модификации LZ78 в 1984 г. Уэлчем был создан алгоритм LZW [2].

Приведем пошаговое описание работы кодера данного алгоритма:

– Инициирование словаря происходит всеми возможными односимвольными фрагментами (обычно 256 символами). Инициирование входной фразы начинается с первого символа сообщения.

– После этого происходит считывание очередного символа кодируемого сообщения.

– По окончании сообщения выдается код для фразы и кодирование прекращается.

– Если же такая фраза есть в словаре, присваиваем данную позицию словаря уже занесенной входной фразе.

Снова переходим к считыванию очередного символа кодируемого сообщения [2].

Длина закодированного сообщения алгоритмом LZW постоянна, она равна двоичному логарифму размера словаря, округленного в большую сторону [2].

Когда словарь полностью заполнен, а есть необходимость введения нового фрагмента, из словаря удаляют менее повторяющиеся фрагменты либо удаляют все фразы, отличные от одиночного символа.

Результаты сравнения алгоритмов с помощью разработанного программного комплекса

Было принято решение передавать сообщение, содержащее 21 символ.

Текст передаваемого сообщения: «**Мама мыла раму мылом**».

Длина кодового слова составляет: $21 \cdot 8 = 168$ бит.

Произвели кодирование семейства Лемпел-Зива методами LZ78, LZSS и LZW.

Алгоритм LZ78

На рис. 1 приведен результат кодирования с помощью алгоритма LZ78.

СЛОВАРЬ	КОД
М	01
а	10
м	11
а_	100
мы	101
л	110
а_р	111
ам	1000
у	1001
–	1010
мыл	1011
о	1100
м.	1101

Рис. 1. Метод кодирования LZ78

Длина закодированного сообщения:

$$13 \cdot (4 + 8) = 156 \text{ бит,}$$

где 13 – количество строк в словаре; 4 – максимально возможный код, состоящий из 4 бит.

Алгоритм LZSS

На рис. 2 приведен результат кодирования с использованием алгоритма LZSS.

Длина закодированного сообщения:

$$11 \cdot (1 + 8) + 11 \cdot (1 + 5) = 154 \text{ бит,}$$

где 11 – количество строк в словаре в явном и неявном виде; 5 – максимально возможный код, состоящий из 5 бит.

Алгоритм LZW

На рис. 3 приведен результат кодирования с использованием алгоритма LZW.

Длина закодированного сообщения:

$$12 \cdot 9 = 108 \text{ бит,}$$

где 12 – количество строк в словаре в явном виде; 9 – максимально возможный код, состоящий из 9 бит.

СЛОВАРЬ	БУФЕР	КОД
	Мама_мыла_раму_мылом.	0 М
М	ама_мыла_раму_мылом.	0 а
Ма	ма_мыла_раму_мылом.	0 м
Мам	а_мыла_раму_мылом.	1 {4}
Мама	_мыла_раму_мылом.	0 _
Мама_	мыла_раму_мылом.	1 {6}
Мама_м	ыла_раму_мылом.	0 ы
Мама_мы	ла_раму_мылом.	0 л
Мама_мыл	а_раму_мылом.	2 {9}
Мама_мыла	_раму_мылом.	1 {10}
Мама_мыла_	раму_мылом.	0 р
Мама_мыла_р	аму_мылом.	3 {12}
Мама_мыла_ра	му_мылом.	2 {13}
Мама_мыла_рам	у_мылом.	0 у
Мама_мыла_раму	_мылом.	2 {14}
Мама_мыла_раму_	мылом.	3 {15}
Мама_мыла_раму_м	ылом.	0 ы
Мама_мыла_раму_мы	лом.	1 {17}
Мама_мыла_раму_мыл	ом.	0 о
Мама_мыла_раму_мыло	м.	4 {19}
Мама_мыла_раму_мылом	.	0 .

Рис. 2. Метод кодирования LZSS

СЛОВАРЬ	КОД	ПОЗИЦИЯ СЛОВАРЯ
Ма	М	{256}
ам	а	{257}
ма	м	{258}
а_	а	{259}
_м	–	{260}
мы	м	{261}
ыл	ы	{262}
ла	л	{263}
а_р	{259}	{264}
ра	р	{265}
аму	{257}	{266}
у_	у	{267}
_мы	{260}	{268}
ыло	{262}	{269}
ом	м	{270}
м.	.	{271}

Рис. 3. Метод кодирования LZW

На рис. 4 представлена гистограмма сравнения результатов кодирования выше сообщения в 21 символ (168 бит).

На рис. 5 представлен выигрыш по степени сжатия для алгоритма LZ78 в зависимости от количества передаваемых символов.

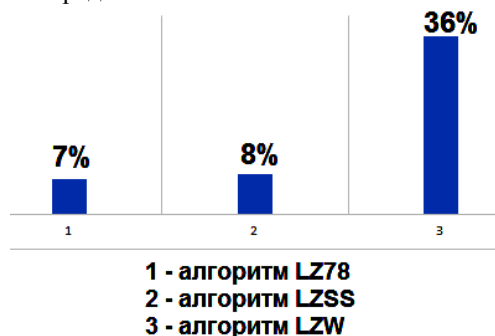


Рис. 4. Результат сравнения по степени сжатия

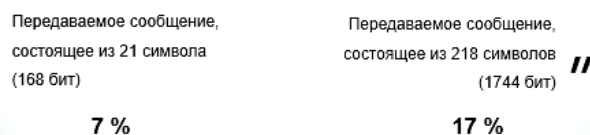


Рис. 5. Выигрыш по степени сжатия алгоритма LZ78

Можно сделать следующие выводы:

1. Алгоритм LZW является наиболее эффективным из рассмотренных. Однако для его использования требуются более мощные вычислительные ресурсы, что затрудняет его применение при проведении занятий.

2. Подтверждается вывод о том, что эффективность возрастает с увеличением объема передаваемого сообщения.

Результаты работы использованы при проведении лабораторных работ при обучении студентов на кафедре РТС ТУСУРа.

Литература

1. Лидовский В.В. Теория информации: учеб. пособие. – М., 2003. – 114 с.
2. Ватолин Д., Ратушняк А. Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео: учеб. пособие. – М.: Диалог-Мифи, 2003. – 381 с.

Дуплищева Наталья Витальевна
Студентка магистратуры ТУСУРа
Эл. почта: natal20513@mail.ru

Бернгардт Александр Самуилович
Канд. техн. наук, доцент каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: asbern48@mail.ru

М.С. Смолин, Ю.С. Хило, А.М. Голиков

Исследование модели системы связи для «роя» БПЛА

В настоящее время для мониторинга земной поверхности широко используются БПЛА. Но для них необходимо создавать надёжную, адаптивную систему связи. В данной работе приведено исследование модели стандарта IEEE 802.1n, которая может быть использована для обеспечения связи и управления «роем» БПЛА. Исследована зависимость вероятности битовой ошибки – BER от SNR для различных сигнально-кодированных конструкций. Показано, что наибольшей помехоустойчивостью обладает система связи с сигнально-кодированной конструкцией BPSK–СК. Создание самоорганизующейся сети для «роя» БПЛА возможно при SNR менее 5 дБ. Это означает, что возможна связь в сети на больших дальностях (до 200 км при мощности бортового передатчика 2 Вт). Технология MIMO позволяет увеличить скорость передачи данных в такой сети от 50 до 300 Мбит/с, что позволит передавать изображения высокой четкости с борта БПЛА.

Ключевые слова: «рой» БПЛА, IEEE 802.1n, Mesh-сеть, BPSK, MIMO, система связи.

Информационные сети, организованные по топологии Mesh, получили в последнее время признание. Масштабы проектов выросли до тысяч точек доступа и десятков тысяч пользователей. Mesh-сети представляют наиболее интересные решения, интегрирующие различные сетевые и радиотехнологии, и потому в полной мере отвечают все более растущим требованиям абонентов (мобильность, QoN, безопасность).

Концепция Mesh

Создаваемые информационные системы призваны стать (в большей или меньшей степени) частью информационной сети, обеспечивающей абонентов глобальным роумингом. Решение этой задачи связывают с внедрением новых (3G, WiMAX) и совершенствованием уже существующих (Wi-Fi) технологий беспроводной передачи данных [1]. Одним из вариантов решения подобных сетей, основанных на кластерной структуре, является технология Mesh [2].

Первые упоминания о Mesh для решения задач передачи информации следует искать в военных приложениях. На базе технологии Mesh созданы системы для организации мобильной связи с единичными объектами в зоне военных действий. Подобные системы обеспечивают высокоскоростную передачу цифровой информации, видео- и речевую связь, а также определяют местоположение объектов.

В настоящий момент не существует точных критериев, определяющих термин Mesh-сеть в применении к системам широкополосного беспроводного доступа. Наиболее общее определение звучит как «Mesh – сетевая топология, в которой устройства объединяются многочисленными (часто избыточными) соединениями, вводимыми по стратегическим соображениям». В первую очередь, понятие Mesh определяет принцип построения сети, отличительной особенностью которой является самоорганизующаяся архитектура, реализующая следующие возможности:

- создание зон сплошного информационного покрытия большой площади;
- масштабируемость сети (увеличение площади зоны покрытия и плотности информационного обеспечения) в режиме самоорганизации;

- использование беспроводных транспортных каналов (backhaul) для связи точек доступа в режиме «каждый с каждым»;

- устойчивость сети к потере отдельных элементов.

Архитектура Mesh-сети

Топология Mesh основана на децентрализованной схеме организации сети, в отличие от типовых сетей 802.11n, которые создаются по централизованному принципу [2]. Точки доступа, работающие в Mesh-сетях, не только предоставляют услуги абонентского доступа, но и выполняют функции маршрутизаторов-ретрансляторов для других точек доступа той же сети. Благодаря этому появляется возможность создания самоустанавливающегося и самовосстанавливающегося сегмента широкополосной сети (рис. 1).

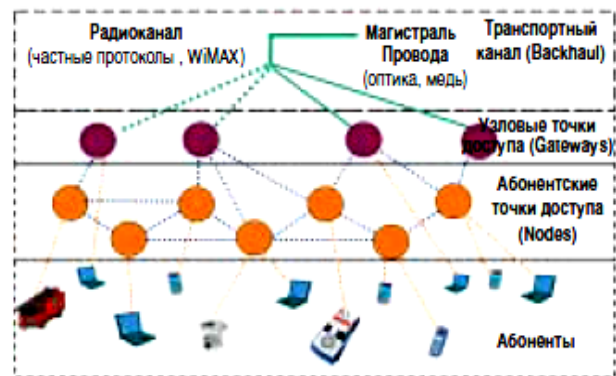


Рис. 1. Структурная схема Mesh-сети

Реализация с помощью IEEE 802.11n

В настоящее время в стандарте 802.11n нет строгих спецификаций по реализации хэн-довера («бесшовного» перемещения абонентов между точками доступа). Однако для обеспечения такого перехода предусмотрены специальные процедуры сканирования эфира и присоединения («association»). Реализация хэн-довера в сетях Wi-Fi может осуществляться различным образом, например на базе протокола Radium или под управлением интеллектуального беспроводного контроллера, организующего «туннель» при переходе клиента в зону обслуживания

ния соседней точки доступа. В спецификации 802.11n описаны процедуры, позволяющие клиентскому устройству выбрать точку доступа, к которой следует подключиться перед разрывом текущего соединения. Кроме того, использование алгоритма эширования, предусмотренного спецификацией 802.11n, обеспечивает установление нового защищенного соединения за время, не превышающее 20–30 мс.

Как результат оборудование с поддержкой механизмов управления 802.11n обеспечивает переключение абонентского устройства на новую точку доступа за время не более 50 мс. Такая задержка не будет замечена пользователем, так как она в несколько раз меньше человеческого порога восприятия.

Схема в Simulink

Для численного анализа был взята модель IEEE 802.11n. Модель построена в Simulink и находится в открытом доступе на сайте разработчика, данного ПО.

Модель включает в себя:

- Полный физический уровень IEEE 802.11n.
- Все обязательные и необязательные скорости передачи данных: 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, и 54 Мбит/с.
- BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM модуляции.
- Прямое кодирование с исправлением ошибок (сверточное, скорость кода 1/2, 2/3, 3/4, 5/6).
- OFDM (поддерживается только 20 МГц): 52 несущих данных, 4 пилот-сигнала, 64-точечное FFT, круговой префикс.
- Чередувание данных.
- Преамбула PLCP (моделируется как длинные обучающие последовательности 2x2).
- MIMO Detection – MMSE Linear detector.
- Декодирование Витерби.
- Поддерживаемые модели каналов TGn.
- Адаптивный демонстрационный пример модуляции по дисперсионному многопутевому исчезающему каналу.

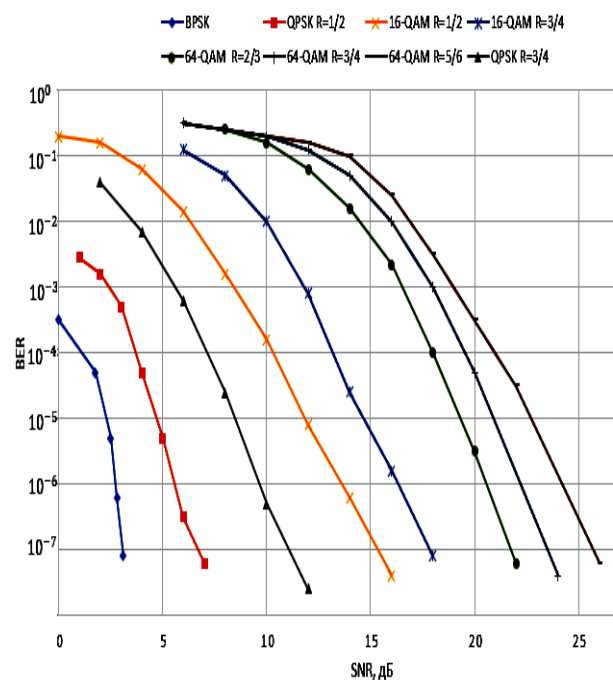


Рис. 2. График зависимости BER от SNR для IEEE 802.11n

В результате моделирования зависимости BER от SNR для различных сигнально-кодовых конструкций можно сделать следующий вывод, что при высоком уровне шума используется модуляция BPSK R=1/2, при низком уровне используется 64-QAM R=5/6, при остальных случаях используются другие виды модуляций (рис. 2).

Таким образом, создание самоорганизующейся сети для «роя» БПЛА возможно при SNR менее 5 Дб. Это означает, что возможна связь в сети на больших дальностях. Технология MIMO позволяет увеличить скорость передачи данных в такой сети от 50 до 300 Мбит/с.

CP – циклический префикс, добавляется в начало каждого OFDM-символа и представляет собой циклическое повторение окончания символа. Наличие циклического префикса создает временные паузы между отдельными символами, и если длительность защитного интервала превышает максимальное время задержки сигнала в результате многолучевого распространения, то межсимвольной интерференции не возникает.

При помощи встроенных в модель счётчиков скорости получена таблица.

Скорость передачи данных при различных типах модуляции

Модуляция	Относительная скорость кодирования	Полоса пропускания, МГц	Количество поднесущих	Число каналов	Скорость передачи данных при CP = 800 нс	Скорость передачи данных при CP = 400 нс
BPSK	1/2	20	52	1	6,5	7,2
64-QAM	5/6				65	72,2
BPSK	1/2			2	13	14,4
64-QAM	5/6				130	144
BPSK	1/2			3	19,5	21,7
64-QAM	5/6				195	216,7
BPSK	1/2			4	26	28,9
64-QAM	5/6				260	288,9
BPSK	1/2	40	108	1	13,5	15
64-QAM	5/6				135	150
BPSK	1/2			2	27	30
64-QAM	5/6				270	300
BPSK	1/2			3	40,5	45
64-QAM	5/6				405	450
BPSK	1/2			4	54	60
64-QAM	5/6				540	600

Внедрение новых спецификаций стандарта Wi-Fi (особенно 802.11n) обещает существенное увеличение скорости передачи информации, что в полной мере может компенсировать недостатки стандарта (коллизии доступа, проявляющаяся в наибольшей степени в условиях высокой загруженности сети).

Усложнение Mesh-систем по мере увеличения их масштаба и необходимость объединения с альтернативными сетями (GNM, 3G, WiMAX и т.д.) потребуют создания более сложных систем управления, основанных на централизованных решениях.

Литература

1. Голиков А.М. Модуляция, кодирование и моделирование в телекоммуникационных системах. Теория и практика: учеб. пособие. – СПб.: Лань, 2018. – 452 с.

2. Simulink Model of the IEEE 802.11n PHY Layer model [Электронный ресурс]. – Режим доступа свободный: <http://www.mathworkn.com/matlabcentral/fileexchange/22137-nimulink-model-of-the-ieee-802-11n-phy-layer-model>

Смолин Михаил Сергеевич
Студент каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: mike.smolin@mail.ru

Хило Юлия Сергеевна
Студентка каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: khilo.yulia@mail.ru

Голиков Александр Михайлович
Канд. техн. наук, с.н.с., доцент каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: gol@rts.tusur.ru

УДК 608.2

М.Д. Медведев, В.С. Краинов, А.М. Голиков

Исследование модели системы связи для наноспутников CubeSat на базе стандарта DVB-RCS2

Проведено исследование двух моделей системы связи для наноспутников CubeSat на базе стандартов DVB-RCS2 и IEEE 802.16m. Система спутниковой связи стандарта DVB-RCS2 состоит из линии передачи данных, в которой применено совместное использование цифровых модуляций QPSK, 8-PSK, 16-APSK, 32-APSK и каскадных кодов BCH-LDPC, что позволяет значительно снизить битовые ошибки. Проведено исследование модели обратной линии связи. Линия построена на основе режима многочастотного доступа с разделением по времени (MF-TDMA). Для построения баллистически связанных орбитальных группировок наноспутников CubeSat предложено использование системы связи на базе стандарта IEEE 802.16m, поддерживающего сетевую технологию Mash (каждый с каждым). Исследованы зависимости вероятностей битовых ошибок (BER) от отношения сигнал/шум для разных видов модуляции BPSK, QPSK, 16QAM и 64QAM.

Ключевые слова: модуляция BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, связи для наноспутников, линии передачи данных.

Перспективным методом межспутниковых систем ретрансляции сигнала является самоорганизующаяся сеть передачи данных, построенная на базе сетевого стандарта второго поколения IEEE 802.16m. Перспективным является использование группировок МКА-наноспутников. В системе радиосвязи предполагается использовать три вида систем: глобальную космическую систему мобильной связи по линиям «МКС – CubeSat 3U», «CubeSat 3U – CubeSat 3U» и «CubeSat 3U – Земля» на базе стандарта двухсторонней адаптивной широкополосной системы передачи данных стандарта IEEE 802.16m [1, 2]. В стандарте CubeSat определены спецификации для спутников размером 1 и 3 юнита, 1U и 3U, соответственно. На рис. 1 изображен наноспутник CubeSat.

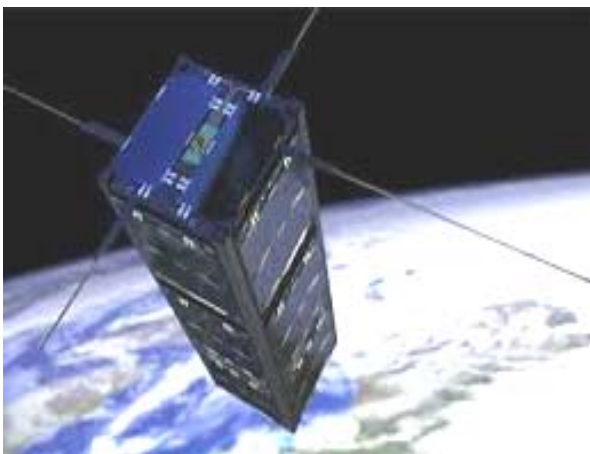


Рис. 1. Наноспутник CubeSat на орбите

Уменьшение числа ошибок достигается использованием сигнально-кодowych конструкций в стандарте DVB-RCS. Совместное использование цифровых модуляций QPSK, 8-PSK, 16-APSK, 32-APSK – и каскадных кодов BCH-LDPC позволяет снизить битовые ошибки [1].

Созвездия, полученные при модулировании, для различных отношений энергии бита к спектральной мощности шума (SNR), представлены на рис. 2.

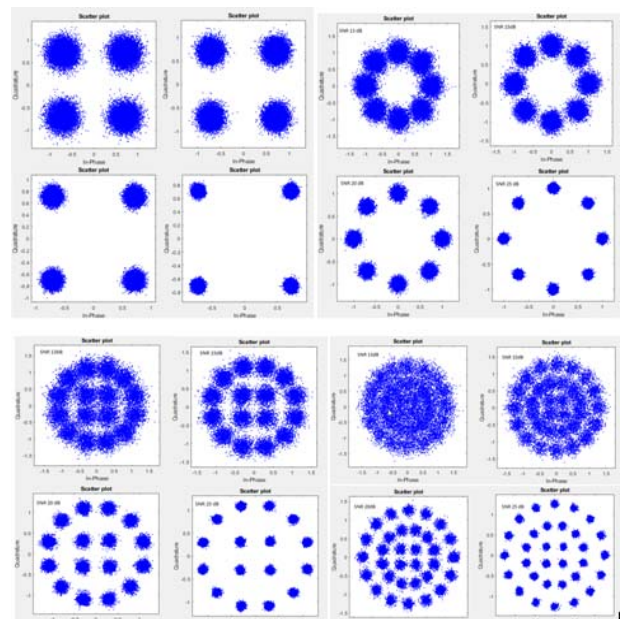


Рис. 2. Созвездия QPSK 9/10, 8PSK 9/10, 16APSK 9/10, 32APSK 9/10 для разных SNR

Получены зависимости BER от SNR для различных скоростей кодирования LDPC. Зависимость представлена на рис. 3.

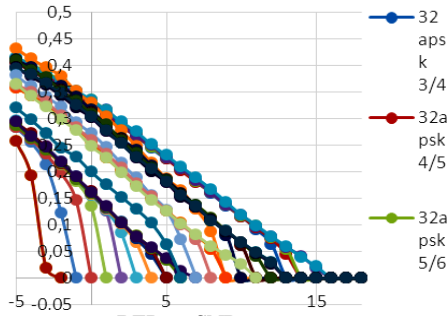


Рис. 3. Зависимость BER от SNR после декодирования LDPC

Анализ показывает, что QPSK обладает наилучшей помехозащищенностью и позволяет передавать данные с наименьшей ошибкой, чем другие представленные модуляции при прочих равных условиях. Применение модуляции 32-APSK позволит увеличить скорость передачи данных.

При формировании OFDM-сигнала цифровой поток данных делится на несколько подпотоков и каждая поднесущая связывается со своим подпотоком данных. Амплитуда и фаза поднесущей вычисляются на основе выбранной схемы модуляции. Согласно стандарту, отдельные поднесущие могут модулироваться с использованием бинарной фазовой манипуляции (BPSK), квадратурной фазовой манипуляции (QPSK) или квадратурной амплитудной манипуляции (QAM) порядка 16 или 64. В передатчике амплитуда как функция фазы преобразуется в

функцию от времени с помощью обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ). В приемнике с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) осуществляется преобразование амплитуды сигналов как функции от времени в функцию от частоты.

Результаты моделирования режимов работы IEEE 802.16m представлены на рис. 4.

Из графиков зависимости видно, что наиболее помехоустойчивый вид модуляции BPSK (ФМ-2). Этот вид модуляции и был выбран для создания системы связи CubeSat 3U.

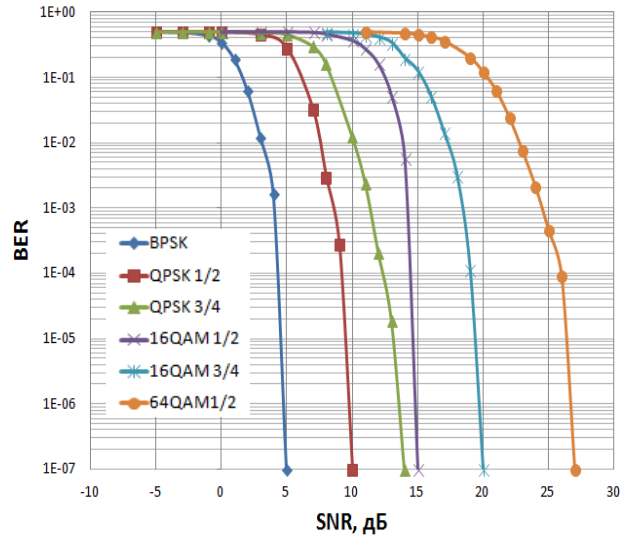


Рис. 4. Графики зависимости BER от SNR для отдельных видов модуляции и скорости кодирования. Логарифмическая шкала

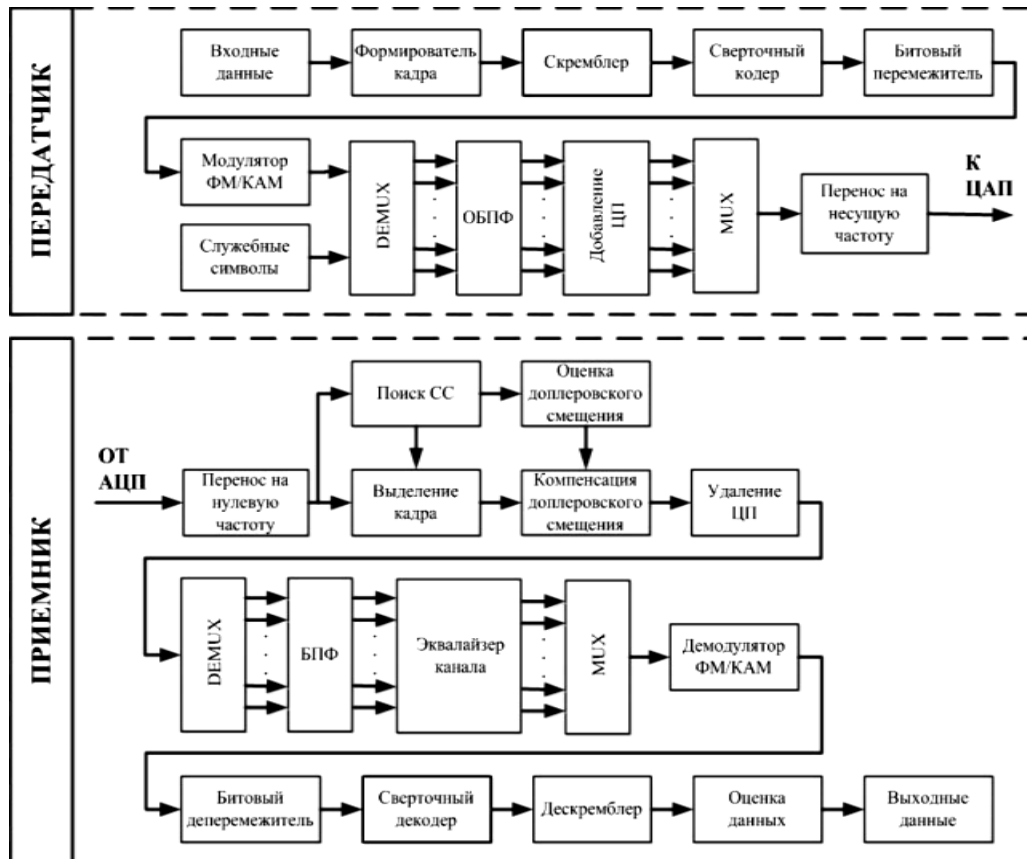


Рис. 5. Структурная схема модема для реализации на ПЛИС

Энергетический расчет и схем построения двухсторонних космических линий радиосвязи «CubeSat 3U – CubeSat 3U», «МКС – CubeSat 3U» и линия «CubeSat 3U – Земля» был проведен для трех линий связи на базе системы радиосвязи с технологией OFDM–MIMO. Расчет энергетического бюджета: отвечает на наиболее часто встречающийся в тематике беспроводной связи вопрос: возможна ли связь на интересующем расстоянии и каково её качество.

По результатам расчета выходит, что запас по энергетике каналов составляет как минимум 20 дБ, а это значит, что система связи будет сохранять устойчивость при резких ухудшениях условий прохождения радиоволн.

Структурная схема модема для реализации на ПЛИС представлена на рис. 5, на котором приемная и передающая часть рассматривается отдельно. Проведен энергетический расчет линии передачи для расстояния 200 км между точками и мощности передатчика 33,2 дБм (2 Вт), а также для расстояния 350 км и мощности передатчика 36,99 дБм (5 Вт).

В работе рассмотрены два вида систем спутниковой связи, позволяющие обеспечить межспутниковую связь для баллистически связанных группировок МКС. Впервые проведены исследования помехоустойчивости для перспективной системы спутниковой связи DVB-RCS для видов цифровой модуляции QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK для раз-

ных SNR. Показано, что при модуляции 32APSK обеспечивается наибольшая скорость передачи данных.

Проведено исследование второго поколения систем IEEE 802.16m, показана возможность использования таких систем в качестве адаптивных широкополосных систем связи, использующих технологию MASH для организации связи баллистически связанных группировок МКА.

Литература

1. Голиков А.М. Модуляция, кодирование и моделирование в телекоммуникационных системах. Теория и практика: учеб. пособие. – СПб.: Лань, 2018. – 452 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – 2-е изд., испр.; пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

Медведев Михаил Дмитриевич

Студент каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: medvedevmd96@gmail.com

Кралинов Владислав Сергеевич

Студент каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: Kralinov96@mail.ru

Голиков Александр Михайлович

Канд. техн. наук, с.н.с., доцент каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: gol@rts.tusur.ru

УДК 621.396.41

А.А. Охрименко, Я.В. Крюков, А.В. Местников, А.Н. Глазырин

Канал связи с мультиплексированием абонентов по мощности

Приведены результаты проектирования канала связи PD–NOMA, анализ помехоустойчивости канала к аддитивной нормальной помехи и расчет вероятности битовой ошибки. Структурная схема состоит из передатчика, сформированного из трех пользовательских каналов; канала с шумом, использующего аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ); приёмника, использующего метод SIC-демодуляции. Проектирование производилось в системе автоматизированного проектирования (САПР) SystemVue 2017.

Ключевые слова: PD–NOMA, BPSK, QPSK, QAM-16, OFDM, передатчик, АБГШ, приёмник, SIC-демодуляция, BER.

Из-за постоянного повышения числа мобильных устройств возникает потребность в увеличении пропускной способности мобильных систем связи, это выполняется за счет использования дополнительных частотных диапазонов и увеличения полосы частот. Но это дорого и частотный диапазон всегда ограничен.

Для повышения эффективности использования частотного ресурса был разработан метод множественного доступа с разделением абонентских каналов по мощности PD–NOMA (Power Domain Non Orthogonal Multiple Access).

В настоящее время используемые методы множественного доступа основываются на максимальном исключении межканальной интерференции. В

OFDMA, CDMA и других методах любая межканальная интерференция является неконтролируемой и приводит к дополнительным искажениям сигнала.

Принцип метода PD/NOMA заключается в уплотнении каналов по мощности в едином частотно-временном ресурсе, при этом каждый пользователь является межканальной помехой для соседних. Но с помощью специальных алгоритмов компенсации возможно устранить межканальную помеху и произвести демодуляцию принятого сигнала.

Метод неортогонального множественного доступа с разделением каналов по мощности PD–NOMA

Метод неортогонального множественного доступа NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access) позво-

ляет нескольким пользователям применять единый частотно-временной ресурс без использования ортогональных функций. Неиспользование ортогональных функций способствует увеличению спектральной эффективности и росту количества пользователей, одновременно находящихся в сети. На данный момент технологии NOMA делятся на мощностное PD/NOMA (Power Division NOMA, PD-NOMA) и кодовое CD/NOMA (Code Division NOMA, CD-NOMA).

Метод PD/NOMA впервые предложен в 2013 г., основывается на использовании мощностного домена, требуемого для разделения каналов по мощности. Пользовательские каналы, имея отличную друг от друга мощность, располагаются в едином частотно-временном ресурсе. В основе PD/NOMA находится технология суперпозиционного кодирования SC (Superposition Coding) [1]. Суть технологии SC в одновременной передаче информации нескольким абонентам в одной полосе частот. Так как разделение пользовательских каналов происходит по мощности, общий сигнал на выходе передатчика будет суперпозицией сигналов всех пользователей с отличной друг от друга мощностью. В качестве примера приведён рис. 1, на котором изображено мультиплексирование 3 каналов методом PD/NOMA.

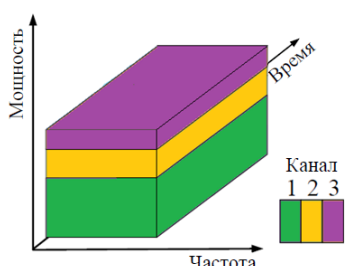


Рис. 1. Пример мультиплексирования 3 каналов

Отношения мощностей в мультиплексируемых каналах влияет на компенсацию межканальных помех: чем больше парциальная мощность в канале, тем легче компенсировать. Применять PD/NOMA выгодно, когда абонентские каналы передачи сильно различаются по отношению сигнал/шум (ОСШ). Пользователю с простым каналом распространения радиоволн (РРВ) и высоким ОСШ возможно предоставить малую долю мощности относительно пользователя со сложным каналом РРВ и низким ОСШ. Выделенная мощность должна удовлетворять требуемую скорость передачи всех абонентов.

К одной узловой станции в реальном времени могут получать доступ несколько десятков и даже сотен абонентов. Каналы РРВ в значительной степени зависят от местоположения пользователя в зоне радиодоступа. Это связано с прохождением сигнала различных трасс, которые зависят от застройки города.

Передатчик

Сигнал PD/NOMA является суперпозицией сигналов всех пользователей с различной мощностью в данном частотно-временном ресурсе. Для формиро-

вания общего транспортного сигнала S , содержащего в себе N пользовательских каналов, воспользуемся формулой (1), где X_N – вектор канальных символов N -го канала, ρ_N – парциальная мощность N -го канала. Если канал с мощностью $\rho > \rho_N$, то это канал верхнего уровня относительно N -го канала, а каналы с $\rho < \rho_N$ являются каналами нижнего уровня относительно N -го канала. S – общий транспортный сигнал [2].

$$S = \sum_{N=1}^N \sqrt{\rho_N} \times X_N . \quad (1)$$

Структурная схема канала передачи PD-NOMA (рис. 2, а) сформирована из 3 пользовательских каналов. Каждый канал кодируется двоичным сверточным кодом и модулируется (рис. 2, б).

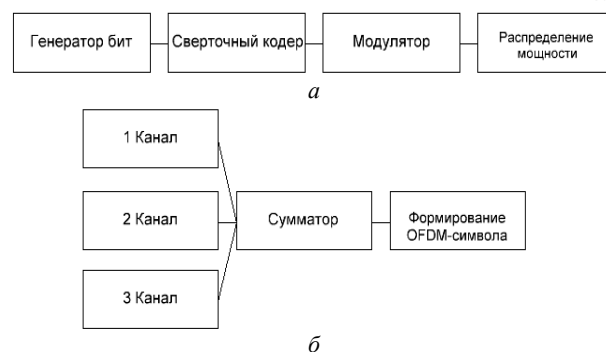


Рис. 2. Структурная схема абонентского канала (а), структурная схема канала передачи PD-NOM (б)

Сверточные коды – это коды, исправляющие ошибки, которые используют непрерывную или последовательную обработку информации короткими фрагментами (блоками). Сверточный кодер обладает памятью, символы на его выходе зависят не только от информационных символов на входе, но и предыдущих символов на его выходе.

В первом канале используется модуляция BPSK с парциальной мощностью 0,76 Вт, во втором QPSK с парциальной мощностью 0,21 Вт, в третьем – QAM-16 с парциальной мощностью 0,03 Вт. Модуляция в каждом канале подобрана таким образом, чтобы точки общего созвездия транспортного сигнала не накладывались друг на друга (рис. 3).

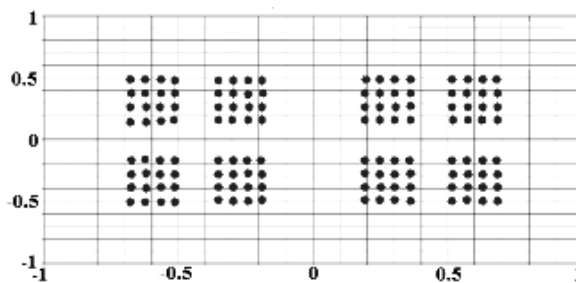


Рис. 3. Сигнальное созвездие общего канала (на выходе из сумматора)

После мультиплексирования каналов поднесущие располагаются в частотном домене OFDM-символа. Затем сформированные спектральные отсчеты OFDM-символа трансформируются во вре-

менные с помощью обратного дискретного преобразования Фурье, добавляется циклический префикс для устранения межсимвольной интерференции.

В качестве шума в канале передачи был выбран АБГШ – аддитивный белый гауссовский шум, являющийся наихудшей помехой из всех возможных. Характеризуется одинаковой на всех частотах спектральной плотностью мощности, нормально распределенными временными значениями и аддитивным способом воздействия на сигнал. При его использовании возможно получить наихудшую характеристику пропускной способности [3].

Приемник

Первоначально в приемнике производится обработка OFDM-символа, удаляется циклический префикс, производится дискретное преобразование Фурье и демультимплексирование канала.

При практической реализации метода PD-NOMA возникают проблемы, связанные с демодулированием.

Первая – накопление ошибок при SIC-демодуляции. Ведь метод SIC заключается в последовательной демодуляции и компенсации мощных сигналов для демодуляции менее мощных впоследствии. С начала демодулируется самый мощный сигнал, затем восстанавливается и устраняется из принятого сигнала. Так продолжается, пока не демодулируются все сигналы. Проблема заключается в том, что при демодулировании первого сигнала и его восстановлении неправильно, увеличивается количество ошибок при демодуляции второго, что в свою очередь накладывается и на последующие каналы в большем размере.

Вторая – затраты на вычисление метода SIC. После демодуляции и декодирования первого канала необходимо его вновь восстановить и компенсировать, что занимает время, так же оно увеличивается в зависимости от сложности модуляции. Чем больше каналов, тем дольше будет проходить демодуляция. В среднем время выполнения демодуляции и декодирования в десять раз дольше выполнения остальных операций.

Третья – это число пользователей каналов. PD-NOMA позволяет мультиплексировать большое количество каналов, но при этом на каждый канал должна быть рассчитана парциальная мощность. Метод расчета зависит от таких факторов, как состояние канала РРВ, пропускная способность канала и т.д. Следовательно, при большем количестве каналов расчетов требуется проводить больше, ведь неточность может привести к уменьшению ОСШ, что повлечет увеличение вероятности ошибки, которая может накапливаться.

В методе SIC операции декодирования и кодирования не являются обязательными, но применяется помехоустойчивое кодирование из-за возможности исправить некоторое количество битовых ошибок и точнее восстановить каналные символы; такой метод называют CL-SIC (Code Level – SIC). Метод при неиспользовании помехоустойчивого кодирования/декодирования называется SL-SIC (Symbol Level – SIC).

В качестве диаграммы созвездия первого канала берется сигнал на входе демодулятора (рис. 4). После демодуляции и декодирования, полученные диаграммы созвездий представлены на рис. 5, 6.

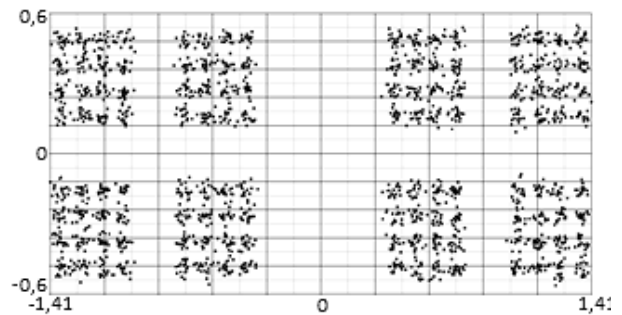


Рис. 4. Диаграмма созвездия принятого сигнала на входе SIC-демодулятора, первый канал 0,76 Вт, второй канал 0,21 Вт, третий канал 0,03 Вт

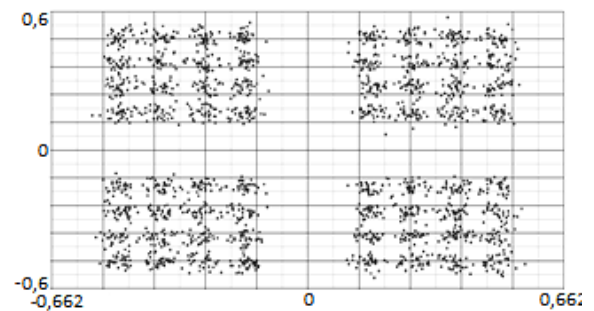


Рис. 5. Диаграмма созвездия второго канала

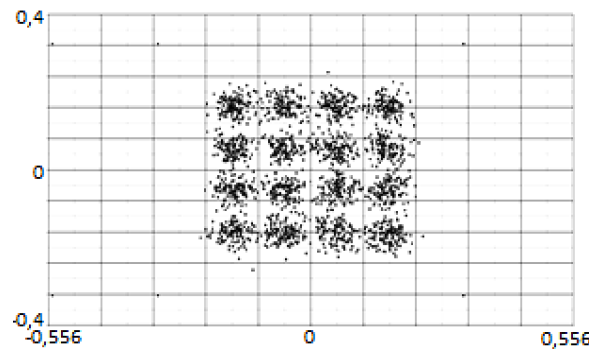


Рис. 6. Диаграмма созвездия третьего канала

Вероятность битовой ошибки

BER (Bit Error Rate, коэффициент битовых ошибок) – это количество ошибочно принятых бит, деленное на общее количество бит в течение определенного временного интервала, максимальное значение которого равняется 0,5. Коэффициент битовой ошибки можно рассматривать как приближительную оценку вероятности ошибки бит. Эта оценка является точной только в интервале времени определенной длительности. Коэффициент битовой ошибки зависит от отношения сигнал/шум.

Сравнив рис. 7 и 8, на которых каналы взяты с одинаковыми парциальными мощностями, видно влияние сверточного кодера на вероятность битовых ошибок.

Проведя анализ по рис. 9–10 можно сделать заключение, что наиболее выгодно использовать один из двух вариантов.

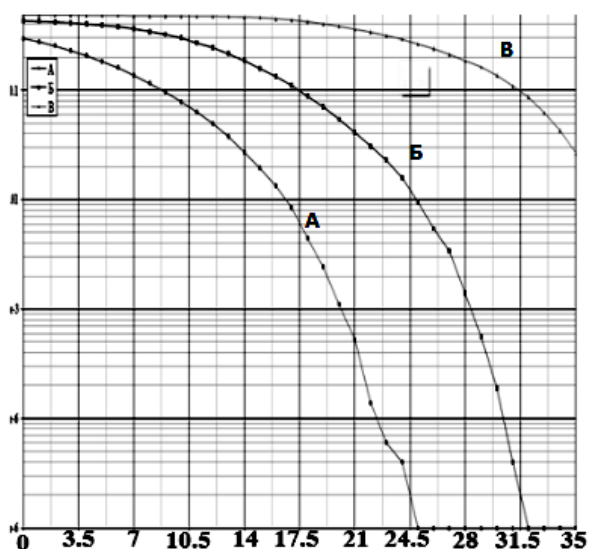


Рис. 7. Зависимость BER от ОСШ:
 А – первого канала 0,76 Вт; Б – второго канала 0,21 Вт;
 В – третьего канала 0,03 Вт без использования сверточного кодера

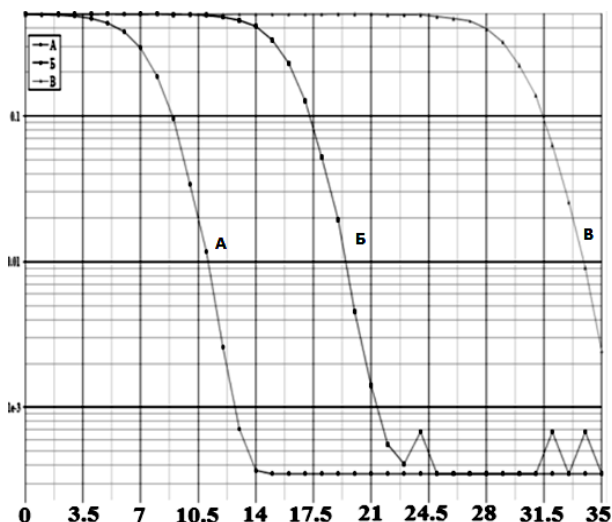


Рис. 8. Зависимость BER от ОСШ:
 А – первого канала 0,76 Вт; Б – второго канала 0,21 Вт;
 В – третьего канала 0,03 Вт



Рис. 9. Зависимость BER от ОСШ:
 А – первого канала 0,882 Вт; Б – второго канала 0,105 Вт;
 В – третьего канала 0,012 Вт

1) Парциальная мощность для первого канала 0,76 Вт, для второго – 0,21 Вт, для третьего – 0,03 Вт;

2) Парциальная мощность для первого канала 0,882 Вт, для второго – 0,105 Вт, для третьего – 0,012 Вт.

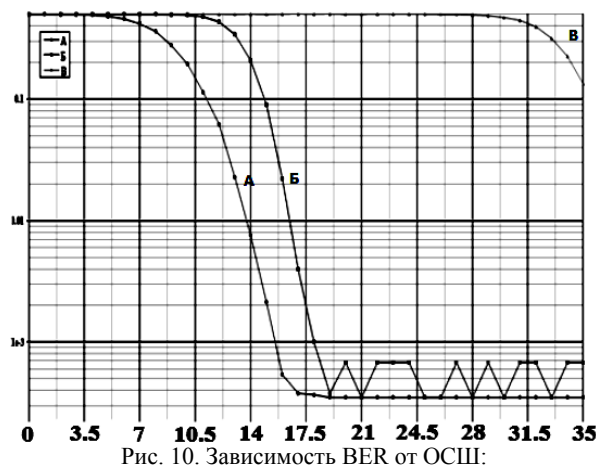


Рис. 10. Зависимость BER от ОСШ:
 А – первого канала 0,6 Вт; Б – второго канала 0,3 Вт;
 В – третьего канала 0,1 Вт

Разница заключается в том, что у второго варианта BER лучше на первом канале, тем самым уменьшая вероятность накопления ошибок. У первого варианта BER лучше на втором и третьем каналах, но третий канал не очень сильно выделяется по сравнению с третьим каналом второго варианта.

Заклучение

В результате выполнения работы была создана математическая модель канала связи PD-NOMA, определены помехоустойчивость канала при различных парциальных мощностях и наиболее лучшее распределение мощности между тремя каналами.

Полученные результаты можно использовать при мультиплексировании и распределении мощности в PD-NOMA. Работы в данной области будут продолжаться.

Литература

1. Al-Imari M. Uplink non-orthogonal multiple access for 5G wireless networks / M. Al-Imari, P. Xiao, M.A. Imran, R. Tafazolli // Proc. Int. Symposium on Wireless Commun. Syst. (ISWCS). – 2014. – P. 781–785.
2. Cover T. Broadcast channels // IEEE Trans. Inf. Theory. – 1972. – Vol. 18, №1. – P. 2–14.
3. Timotheou S., Krikidis I. Fairness for non-orthogonal multiple access in 5G systems // IEEE Signal Processing Letters. – 2015. – Vol. 22, №10. – P. 1647–1651.
4. 5G Network Architecture Design В. О. Возможности технологии 5G для создания сетей широкополосного беспроводного доступа в малых и средних населенных пунктах. Презентация Региональный семинар МСЭ для стран СНГ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.itu.int/en/ITU-D/Regional-Presence/CIS/Documents/Events/2015/02_Moscow/Session_3_Tikhvinskiy.pdf, свободный (дата обращения: 12.01.2017).
5. Al-Imar M. Low density spreading for next generation multicarrier cellular systems // Proc. IEEE Int. Conf. Future Commun. Networks (ICFCN). – 2012. – P. 52–57.

6. Chen X. Evaluations of downlink non-orthogonal multiple access combined with su-mimo // Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC), 2014 IEEE 25th Annual International Symposium on. – 2014. – P. 1887–1891.

7. Крюков Я.В. Метод неортогонального множественного доступа / Я.В. Крюков, А.Я. Демидов, Д.А. Покаместов // 26-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»: матер. конф. – 2016. – Т. 4. – С. 658–665.

8. Крюков Я.В. Алгоритм расчета мощности каналов при неортогональном множественном доступе NOMA / Я.В. Крюков, А.Я. Демидов, Д.А. Покаместов // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 4. – С. 91–94.

9. Покаместов Д.А. Концепция физического уровня систем связи пятого поколения / Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков, Е.В. Рогожников и др. // Изв. вузов: Радиоэлектроника. – 2017. – Т. 60, № 7. – С. 367–382.

Охрименко Артем Аркадьевич

Студент гр. 148-М2 ТУСУР
Эл. почта: tema.110@mail.ru

Крюков Яков Владимирович

Ассистент каф. ТОР ТУСУР
Эл. почта: kryukov.tusur@gmail.com

Глазырин Александр Николаевич

студент гр. 148-М2 ТУСУР
Эл. почта: glazirin.saniaD@yandex.ru

Местников Артур Викторович

студент гр. 148-М2 ТУСУР
Эл. почта: traveller7296@gmail.com

УДК 608.2

А.Э. Горбунова, Е.А. Кулемина, А.М. Голиков

Исследование системы связи на базе по SystemView для космического аппарата с эллиптической орбитой

Исследуется модель спутниковой системы связи с использованием КА на эллиптической орбите с помощью программного обеспечения SystemView, а также реализация сигнально-кодовой конструкции, которая включает модулятор BPSK, кодер сверточного кода и декодер Витерби. Производится исследование зависимости вероятности битовой ошибки от коэффициента усиления бортового усилителя мощности. Показано, что вероятность битовой ошибки увеличивается для линейного усилителя. Произведено исследование «мягкого» и «жесткого» режимов декодера Витерби. Установлено, что для «мягкого» декодирования вероятность битовых ошибок меньше, чем для «жесткого». Производится доработка модели – будет заменена сигнально-кодовая конструкция на QPSK–BCH–LDPC, что позволит увеличить помехоустойчивость системы связи.

Ключевые слова: SystemView, спутниковая система связи, эллиптическая орбита, декодер Витерби, BPSK, QPSK.

Для выбора оптимального режима работы бортового усилителя мощности (БУМ) был применён критерий минимума ошибки на бит при демодуляции квадратурной составляющей каждого из парциальных сигналов [1].

Выбор режима работы БУМ проводился путём моделирования на полномасштабной модели нисходящей линии связи (НхЛС), в состав которой включены передатчик и антенная система, трасса с учётом типовых значений затухания сигнала, антенна наземной станции, маломощный усилитель приёмного устройства, полосовой фильтр и демодулятор сигнала BPSK. Моделирование проводилось в среде SystemView, предназначенной для системотехнического моделирования устройств формирования и обработки сигналов.

Рассмотрим модель формирования группового сигнала, распределённого между восьмью частотными каналами, каждый из которых содержит парциальный сигнал с квадратурной модуляцией. Модели формирования каждого парциального сигнала одинаковы по структуре и отличаются лишь центральной частотой канала.

Каждый сигнал является суммой двух идентичных, независимых ортогональных сигналов. Опор-

ные сигналы модулируются низкочастотными напряжениями, сформированными из независимых псевдослучайных двоичных информационных потоков.

Модель приёмного устройства включает маломощный усилитель с шумовой температурой $T_{ш} = 300$ К, полосовой фильтр, полоса которого больше ширины спектра группового сигнала, полосовой фильтр одного парциального канала и демодулятор квадратурного сигнала этого канала. В модели сымитированы системы фазовой автоподстройки частоты и система тактовой синхронизации, необходимые для нормального функционирования демодулятора [1].

Результаты исследования основных технических характеристик модели представлены на рис. 1.

Видно, что до значения усиления при 140 дБ вероятность битовой ошибки примерно равна нулю, что говорит о высокой мощности полезного сигнала. При уменьшении коэффициента усиления БУМ со 140 дБ вероятность ошибки увеличивается. Это обусловлено тем, что мощность полезного сигнала уменьшается и увеличивается мощность комбинационных составляющих, которые в сумме с тепловым шумом приёмника снижают отношение сигнал/шум. При использовании линейного усилителя

вероятность ошибки возрастает по сравнению с нелинейным режимом.

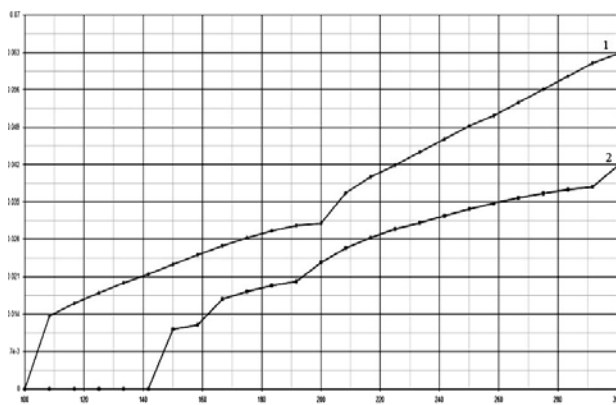


Рис. 1. Зависимость BER от коэффициента усиления БУМ: 1 – линейный усилитель; 2 – нелинейный усилитель

Выбор режима работы блока усиления мощности НХЛС (нисходящей линии связи) является актуальной практической задачей в условиях жёсткого ограничения на потребляемую от первичного источника питания мощность, зависимости затухания на трассе от метеобстановки в течение сеанса связи и других навигационных параметров.

Сигнально-кодовая конструкция системы включает модулятор BPSK, кодер сверточного кода с последующим декодированием Витерби [2]. Одна из простейших разновидностей цифровой модуляции – двухпозиционная, или двоичная, фазовая модуляция (BPSK). Декодер Витерби находит широкое применение и реализует поиск максимально правдоподобного пути на кодовой решетке с отбрасыванием части наименее правдоподобных вариантов путей на каждом шаге декодирования.

Реализация декодера была разработана в среде MatLab/SIMULINK (рис. 2 и 3).

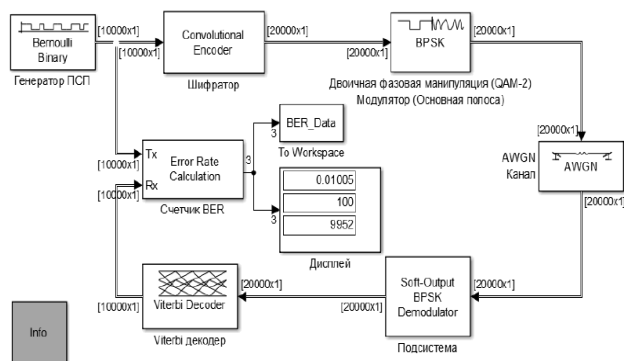


Рис. 2. Модель сверточного декодера Витерби при «мягком» решении

Получены зависимости вероятности битовых ошибок от отношения сигнал/шум (рис. 4), где верхний график – «жёсткое» решение, а нижний – «мягкое».

В результате исследования была спроектирована модель системы связи на базе по SystemView для космического аппарата на эллиптической орбите с использованием QPSK модуляции и декодера Ви-

терби. Модель позволяет начать проектирование системы связи с заданными характеристиками.

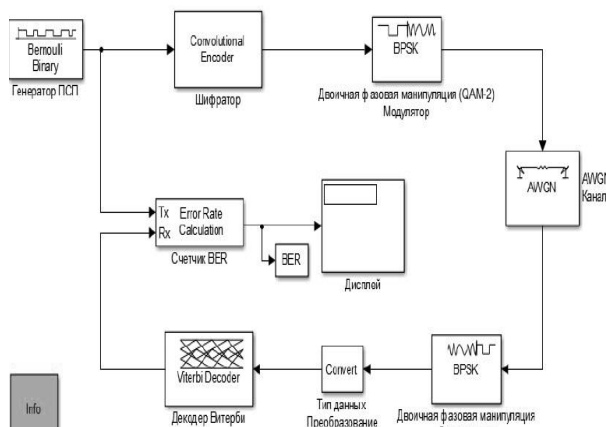


Рис. 3. Модель сверточного декодера Витерби при «жёстком» решении

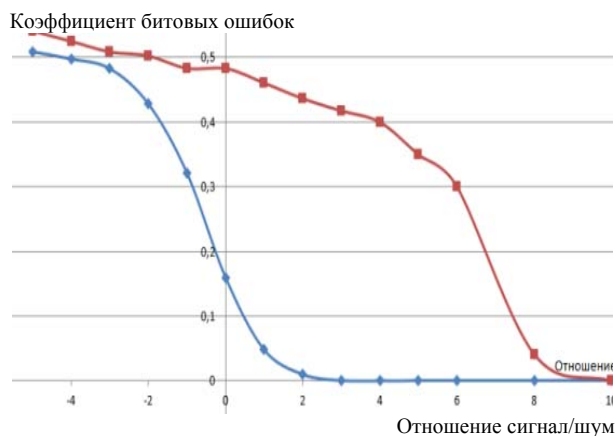


Рис. 4. Зависимость вероятности битовых ошибок от отношения сигнал/шум

Литература

1. Зябликов С.Ю., Алыбин В.Г., Антонов Ю.Н. и др. Оптимизация передатчика спутникового ретранслятора по критерию минимума вероятности ошибки демодуляции сигнала // Радиотехника. – 2011. – №9.
2. Голиков А.М. Модуляция, кодирование и моделирование в телекоммуникационных системах. Теория и практика: учеб. пособие. – СПб.: Лань, 2018. – 452 с.

Горбунова Алина Эдуардовна
Студентка каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: gorbunova_a_e@mail.ru

Кулемина Елена Алексеевна
Студентка каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: Kulemina-alena@mail.ru

Голиков Александр Михайлович
Канд. техн. наук, с.н.с., доцент каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: gol@rts.tusur.ru

М.Л. Никитин, А.Н. Копысов, М.М. Марков, И.С. Батулин

Выравнивание времени распространения сигналов цифровых шин посредством ПЛИС

Описан временной анализ ПЛИС при подключении внешних устройств с цифровыми шинами, такими как ЦАП и АЦП. Рассмотрены возможные варианты подключения, когда источником тактового сигнала является приемник и когда источник и приемник тактируются от внешнего генератора. Приведен расчет задержек сигнала данных и тактового сигнала в зависимости от варианта подключения, а также расчет входной и выходной задержки в ПЛИС, которые учитывают временные характеристики внешних устройств, что позволяет скомпенсировать различное время прохождения сигналов данных и сигнала тактовой синхронизации.

Ключевые слова: ПЛИС, временной анализ, цифровая шина, ограничение времени, выравнивание сигналов.

При производстве современного телекоммуникационного оборудования для формирования и обработки широкополосных сигналов [1] требуются ЦАП и АЦП с большой частотой дискретизации, что обуславливает применение высокоскоростных цифровых шин между ЦАП или АЦП и устройством цифровой обработки сигналов, в качестве которого может быть применена ПЛИС [2]. Данные в цифровой шине имеют различную задержку распространения относительно тактового сигнала, что связано с различием длин печатных проводников, а также различным временем прохождения внутри ПЛИС. В связи с этим возникает необходимость в выравнивании времени прохождения сигналов.

Для анализа возникающих задержек между сигналами данных и тактовым сигналом будем использовать источник и приемник (рис. 1), в качестве которых может рассматриваться пара АЦП–ПЛИС или ПЛИС–ЦАП.

При анализе возникающих задержек между сигналом данных и тактовым сигналом интерес представляют два варианта.

Путь с наибольшей задержкой сигнала данных относительно тактового сигнала. При этом сигнал данных имеет задержку относительно активного фронта тактового сигнала на входе приемника по сравнению с сигналами с выхода источника, что возникает, если задержка сигнала данных максимальна, $T_{d_{max}}$, а задержка тактового сигнала минимальна, $T_{c_{min}}$, что представлено на рис. 2.

Путь с наименьшей задержкой сигнала данных относительно тактового сигнала. При этом сигнал данных опережает активный фронт тактового сигнала на входе приемника относительно сигналов с выхода источника, что возникает, если задержка сигнала данных минимальна, $T_{d_{min}}$, а задержка тактового сигнала максимальна, $T_{c_{max}}$, что представлено на рис. 3.

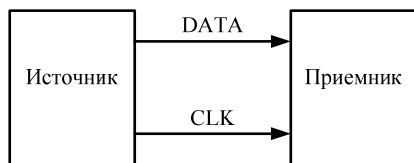


Рис. 1. Соединение источника и приемника, где приемник формирует сигнал данных и тактовый сигнал

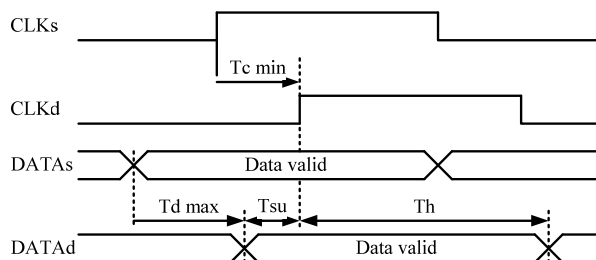


Рис. 2. Временная диаграмма распространения сигнала для случая наибольшей задержки данных:

CLKs, DATAs – тактовый сигнал и сигнал данных с выходов источника; CLKd, DATAd – тактовый сигнал и сигнал на входах приемника

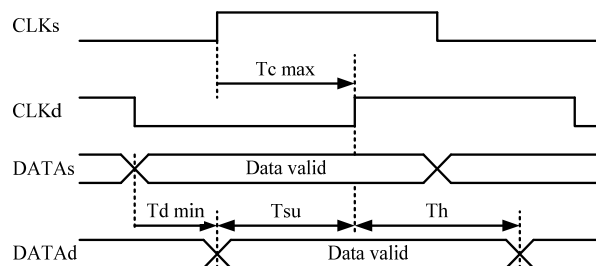


Рис. 3. Временная диаграмма распространения сигнала для случая наименьшей задержки данных

Наличие и разность задержек тактового сигнала и сигнала данных приводит к сужению окна, внутри которого данные действительно, что наглядно продемонстрировано на рис. 4.

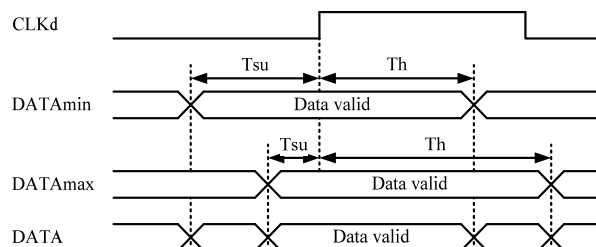


Рис. 4. Временная диаграмма влияния времени прохождения сигнала в случае наибольшей и наименьшей задержки данных на длительность окна, внутри которого данные действительно: DATA_{min}, DATA_{max} – сигнал данных на входе приемника в случае наименьшей и наибольшей задержки; DATA – сигнал данных на входе приемника с учетом наименьшей и наибольшей задержек

Следовательно, необходимо учесть задержки и правильно их рассчитать, исходя из типа подключения источника и приемника.

На практике выделяют 4 типа подключения цифровой шины и тактового сигнала [3–5], два типа для входной шины относительно ПЛИС (рис. 5): «source synchronous input», «system synchronous input» и два типа для выходной шины относительно ПЛИС (рис. 6): «source synchronous output», «system synchronous output».

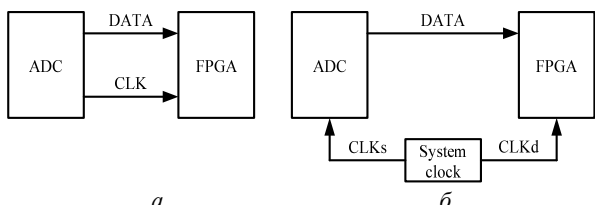


Рис. 5. Варианты соединения АЦП и ПЛИС: source synchronous input – а; system synchronous input – б

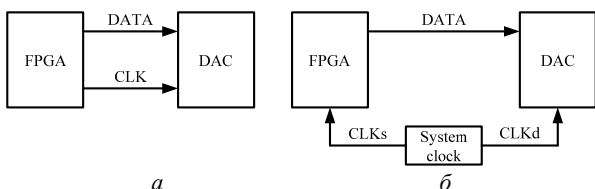


Рис. 6. Варианты соединения ЦАП и ПЛИС: source synchronous output – а; system synchronous output – б

«System» означает, что тактовый сигнал формируется внешним генератором и является общим как для устройства приемника, так и для передатчика, а «source» означает, что тактовый сигнал формируется устройством передачи данных.

Тип подключения влияет на расчет задержки данных относительно тактового сигнала.

В случае если тактовый сигнал и данные формируются источником, т.е. когда речь идет о типах подключения «source synchronous input/output» для вычисления наибольшей и наименьшей задержки распространения, следует учесть задержку тактового сигнала CLK и задержку распространения данных DATA (1) и (2) в соответствии с рис. 5, а и 6, а:

$$Tpd_{max} = DATA_{max} - CLK_{min}, \quad (1)$$

$$Tpd_{min} = DATA_{min} - CLK_{max}, \quad (2)$$

где Tpd_{max} и Tpd_{min} – максимальная и минимальная задержки распространения данных.

В случае тактирования источника и приемника от внешнего генератора, т.е. когда речь идет о типах подключения «system synchronous input / output» для вычисления наибольшей и наименьшей задержки распространения, следует учесть задержку тактового сигнала до источника и приемника CLKs и CLKd соответственно, а также задержку распространения данных DATA (3) и (4), в соответствии с рис. 5, б и 6, б:

$$Tpd_{max} = DATA_{max} + CLKs_{max} - CLKd_{min}, \quad (3)$$

$$Tpd_{min} = DATA_{min} + CLKs_{min} - CLKd_{max}, \quad (4)$$

При временном анализе проекта на ПЛИС в САПР необходимо учитывать вместе с задержками

распространения сигналов по печатным проводникам такие характеристики подключенных устройств, как максимальное Tco_{max} и минимальное Tco_{min} время задержки данных относительно фронта тактового сигнала для АЦП, а также время установки данных до фронта тактового сигнала Tsu и время удержания Th для ЦАП (5) и (6). Данные характеристики и связь между ними изображены на рис. 7.

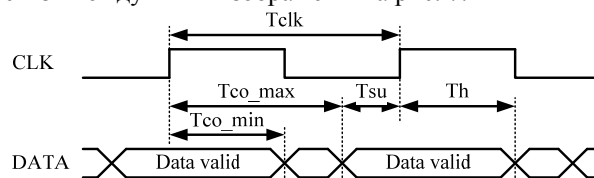


Рис. 7. Соотношение времени установки и удержания с максимальной и минимальной задержкой сигнала данных относительно сигнала тактовой частоты

$$Tsu = Tclk - Tco_{max}, \quad (5)$$

$$Th = Tco_{min}, \quad (6)$$

где $Tclk$ – период тактового сигнала.

При временном анализе входных сигналов в качестве максимального значения Tin_{max} используется время после активного фронта тактового сигнала, при котором сигнал на входе ПЛИС установился, а в качестве минимального Tin_{min} – время после активного фронта тактового сигнала, при котором сигнал на входе ПЛИС остается неизменным. Выражения (7) и (8) используются для расчета максимальной и минимальной задержки на входе ПЛИС, если временные характеристики источника описываются максимальным и минимальным временем задержки сигнала данных относительно фронта тактового сигнала:

$$Tin_{max} = Tco_{max} + Tpd_{max}, \quad (7)$$

$$Tin_{min} = Tco_{min} + Tpd_{min}. \quad (8)$$

Если временные характеристики источника описываются временем установления и удержания сигнала, то используя (5) и (6) не сложно пересчитать максимальную и минимальную задержку по входу (9) и (10).

$$Tin_{max} = (Tclk - Tsu) + Tpd_{max}, \quad (9)$$

$$Tin_{min} = Th + Tpd_{min}, \quad (10)$$

При временном анализе выходных сигналов в качестве максимального значения $Tout_{max}$ используется время до активного фронта тактового сигнала, при котором сигнал на выходе ПЛИС установился, а в качестве минимального $Tout_{min}$ – время до активного фронта тактового сигнала, при котором сигнал на выходе остается неизменным. Выражения (11) и (12) используются для расчета максимальной и минимальной задержки на выходе ПЛИС, если временные характеристики приемника описываются временем установки и удержания сигнала данных:

$$Tout_{max} = Tsu + Tpd_{max}, \quad (11)$$

$$Tout_{min} = -Th + Tpd_{min}. \quad (12)$$

Аналогично входным задержкам, выходные задержки ПЛИС пересчитываются (13) и (14), используя (5) и (6).

$$T_{out_max} = (T_{clk} - T_{co_max}) + T_{pd_max}, \quad (13)$$

$$T_{in_min} = -T_{co_min} + T_{pd_min}. \quad (14)$$

В результате выполнения временного анализа определяется запас по времени «hold slack» и «setup slack», что отражено на рис. 8. По знаку и величине этого запаса можно определить, работоспособна ли шина на заданной частоте с учетом задержек сигнала, а также определить допуск на различие длин проводников шины данных и тактового сигнала.

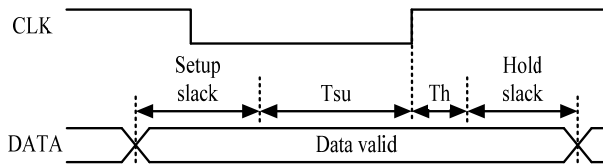


Рис. 8. Запас по времени

Расчет максимальной и минимальной задержки сигналов во временном анализе проекта ПЛИС с учетом времени распространения сигналов в печатных проводниках позволяет в некоторой степени скомпенсировать различное время распространения сигналов данных, которое может быть вызвано как разностью длин печатных проводников, так и неоднородностью относительной диэлектрической проницаемости печатной платы [6–8]. Выравнивание времени прохождения сигнала внутри ПЛИС возможно сдвигом фазы тактового сигнала для входного или выходного синхронного D-триггера, который используется для захвата данных, что эквивалентно снижению или увеличению задержки тактового сигнала. С другой стороны, после временного анализа, зная схему подключения, характеристики ЦАП, АЦП, а также задав максимальную частоту шины данных, можно задать допуск на различие задержки между сигналом шины данных и тактовым сигналом при проектировании печатной платы.

Литература

1. Никитин М.Л. Оценка помехоустойчивости широкополосных сигналов, построенных на базе фазоманипулированных частотно-временных сигналов / М.Л. Никитин, А.Н. Копысов, М.М. Марков // Измерения, контроль и диагностика: сб. матер. III Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых (Ижевск). – 2014. – С. 218–223.

2. Никитин М.Л. Особенности построения широкополосного программно-определяемого радиомодема с использованием аппаратных возможностей ПЛИС / М.Л. Никитин, А.Н. Копысов, М.М. Марков // Интеллектуальные системы в производстве (Ижевск). – 2015. – № 6(27). – С. 59–62.

3. Timing Closure User Guide UG612 (v 13.4) January 18, 2012 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.xilinx.com/support/documentation/sw_manuals/xilinx13_4/ug612.pdf, свободный (дата обращения: 13.09.2018).

4. Constraining and Analyzing Source-Synchronous Interfaces [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/an/an433.pdf>, свободный (дата обращения: 13.09.2018).

5. Intel® Quartus® Prime Timing Analyzer Cookbook [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/manual/mnl_timequest_cookbook.pdf, свободный (дата обращения: 13.09.2018).

6. Медведев А. Печатные платы. Электрические свойства базовых материалов / А. Медведев, В. Можаров, Г. Мылов // Печатный монтаж. – 2011. – № 6. – С. 150–157.

7. Попов С. Выравнивание задержек сигналов. Проблемы и решения / С. Попов, Ю. Попов // Печатный монтаж. – 2013. – № 6. – С. 184–192.

8. Джонсон Г. Высокоскоростная передача цифровых данных: высший курс черной магии: пер. с англ. / Г. Джонсон, М. Грэхем. – М.: Вильямс, 2005. – 1024 с.

Никитин Михаил Леонидович

Аспирант каф. радиотехники
ИжГТУ им. М.Т. Калашникова
Эл. почта: nml@istu.ru

Копысов Андрей Николаевич

Канд. техн. наук, доцент каф. радиотехники
ИжГТУ им. М.Т. Калашникова
Эл. почта: kan_kan@istu.ru

Марков Михаил Михайлович

Канд. техн. наук, доцент каф. радиотехники
ИжГТУ им. М.Т. Калашникова
Эл. почта: mmm@istu.ru

Батурин Иван Сергеевич

Аспирант каф. радиотехники
ИжГТУ им. М.Т. Калашникова
Эл. почта: Baturin965@mail.ru

УДК 004.057.4

Д.Д. Зыков, И.В. Пospelova, Д.Р. Уразаев, А.О. Карасенко

Механизмы обработки управляющих сообщений протокола LOADng

Приведен перечень управляющих сообщений протокола LOADng, описаны механизмы обработки этих сообщений. Также на основе представленных алгоритмов обработки управляющего трафика протокола LOADng был проведен анализ его энергоэффективности и применимости по отношению к гетерогенным системам связи, основанным на каналах PLC и RF.

Ключевые слова: протокол маршрутизации, LOADng, управляющие сообщения, алгоритмы обработки.

Применение гетерогенных систем связи получило распространение в жилищно-коммунальной инфраструктуре при поквартирном учете энергопотребления. Данная технология позволяет объединить устройства и датчики в локальную сеть, что облегчает комплексный мониторинг энергопотребления [1, 2]. Из основных преимуществ гетерогенных систем связи можно выделить повышенную достоверность информации при передаче данных. По сравнению с системой, использующей один канал связи без резервирования, в гетерогенных системах связи вероятность одновременного появления помех в разнородных каналах связи крайне мала [3].

Передача показаний с приборов учета осуществляется двумя способами:

- с применением внешних приемопередающих модулей, подключенных к импульсным выводам счетчиков;
- с применением счетчиков со встроенным приемопередающим модулем.

В обоих способах, при использовании беспроводных каналов связи, необходимо применение автономных источников питания. Это накладывает ограничение на энергопотребление системы, которое должно быть учтено как при конструкторской, так и при программной реализации.

Одним из ключевых вопросов при создании гетерогенных систем связи является выбор протокола маршрутизации. Ввиду отсутствия готовых протоколов маршрутизации, применимых к гетерогенным PLC/RF-сетям, у авторов [3] возникла необходимость в разработке нового протокола или модификации существующего протокола, предназначенного для этих целей. Данная статья посвящена анализу применимости протокола маршрутизации LOADng в гетерогенных PLC/RF-сетях с точки зрения затрачиваемого уровня энергопотребления.

Концепция протокола LOADng

LOADng представляет собой реактивный протокол маршрутизации и является модернизированной версией протокола маршрутизации AODV. LOADng разработан согласно концепции «минимального ядра». Это подразумевает минимальный набор простых операций с небольшим объемом кода и низкими требованиями к рабочему состоянию. Отличием LOADng от своих предшественников являются следующие характеристики: модульная структура, гибкая адресация, поддержка разных типов метрик, помимо простого подсчета числа переходов.

Протокол может быть использован при низком энергопотреблении и в сетях с потерями, где канал связи характеризуется ограниченной пропускной способностью, а маршрутизаторы имеют жесткие ограничения по памяти, вычислительным мощностям и энергии [4]. Вследствие этого на протокол накладываются следующие ограничения:

- управляющий сетевой трафик должен быть минимальным;
- размер управляющих сообщений должен быть минимальным во избежание фрагментации.

Подобно AODV, в LOADng маршрут создается только тогда, когда у узла сети возникает необходимость в передаче данных. В отличие от AODV, в протоколе LOADng реализован отказ от промежуточных RREP-сообщений в целях сокращения управляющего трафика и уменьшения нагрузки на сеть. Как следствие, протокол LOADng является более подходящим для систем связи с низким энергопотреблением и ограничением памяти.

Одной из главных задач, возникающих в процессе программной реализации протокола LOADng, является изучение механизмов его функционирования. Детальное описание протокола LOADng представлено в проекте стандарта на официальном сайте сообщества IETF [5], а также в приложении D стандарта ITU-T G.9903 [6]. В статье [4] описывается функциональное взаимодействие узлов сети посредством управляющих сообщений. Авторы статьи описывают обработку управляющего трафика как последовательность действий над кортежами информационной базы, которая хранится на каждом устройстве сети. Наиболее оптимальный маршрут передачи данных выбирается на основе подсчета выбранной метрики пути. Авторы статьи оценивают производительность метрик маршрутизации, применимых к протоколу LOADng, посредством моделирования. Исследование оценки эффективности включает в себя шесть метрик: HC (Hop-Count), MBCR (Minimum Battery Cost Routing), MMBCR (Min-Max Battery Cost Routing), LQI WL (Link Quality Indicator Weaklinks), MAX-LQI, ETX (the Expected Transmission Count). В работе [7] приведены основные понятия протокола LOADng: здесь описаны форматы пакетов и управляющих сообщений, информационные наборы и информационная база протокола, в частности, формат кортежей из набора маршрутизации. Такая структура хранения данных позволяет облегчить описание правил генерации, обработки и пересылки сообщений.

В публикациях [8, 9] рассматривается протокол LOADng в сравнении с протоколом AODV. Статья [8] содержит подробный обзор протокола LOADng, в котором приводятся оценка эффективности и результаты сопоставления протоколов LOADng, AODV и RPL. В сценарии AMI LOADng показал лучшее управление памятью и энергопотребление в сравнении с AODV. Кроме того, он имеет меньшую сложность реализации по сравнению с RPL, что является ключевым моментом. В работе [9] рассматривается особенность концепции протокола, приводятся основные операции LOADng в сравнении с AODV. Также автор статьи приводит описание работы механизма Smart Route Requests (SmartRREQ), представляющего собой альтернативу механизму промежуточных RREP-сообщений, который используется в протоколе AODV. Механизм SmartRREQ не уступает по производительности механизму промежуточных RREP-сообщений, и в то же время упрощает обработку сообщений протокола.

В работах [5, 10–12] протокол LOADng рассматривается в контексте его расширений. В статье [10] рассматривается расширение протокола LOADng, называемое Collection Tree Protocol (LOADng-CTP), которое позволяет создавать «дерво коллекции» в условиях ограничения вычислительной мощности, памяти и энергии. В этой же статье описываются основные операции протокола LOADng, а также даются пояснения к обработке управляющих сообщений, параметров маршрутизации и процедур LOADng-CTP. Авторы приводят алгоритмы последовательности обмена сообщениями и примеры обслуживания маршрута. Также в статье продемонстрирована зависимость количества столкновений, коэффициента доставки пакета и задержки от количества узлов для расширения LOADng-CTP и протоколов LOADng и RPL.

В [11, 12] приводится описание основных операций протокола LOADng в рамках расширения LOADng-CTP. В [12] разъясняются различия между механизмами пересылки управляющих сообщений в протоколах LOADng и AODV. На основе проведенных исследований авторы статьи приходят к выводу, что LOADng-CTP поддерживает тот же формат пакета протокола LOADng, но с некоторыми изменениями в операциях протокола.

В публикации [5] также рассматриваются расширения LOADng. Авторы представляют компоненты протокола в качестве элементов модульной структуры, с учетом совместимости и изучением уязвимостей в области безопасности. С этой целью в статье предлагается обобщенная структура безопасности для протокола LOADng.

Управляющие сообщения протокола LOADng

Управляющий трафик протокола LOADng включает в себя четыре типа сообщений:

- RREQ-сообщения;
- RREP-сообщения;
- RREP_ACK-сообщения;
- RERR-сообщения.

RREQ-сообщения генерируются LOADng-маршрутизатором, если у него есть пакет данных, который необходимо доставить адресату. При этом адрес получателя данных записан в наборе локальных интерфейсов или в наборе адресатов данного LOADng-маршрутизатора, но не содержит соответствующей записи о маршруте в наборе маршрутизации.

RREQ-сообщение должно передаваться ширококестельным способом, определенным рекомендациями RFC 6621 [13] и RFC 6206 [14]. Следует отметить, что NET_TRAVERSAL_TIME выбирается таким образом, чтобы максимально использовать время, которое может потребоваться RREQ-сообщению для перемещения по сети, учитывая задержки, вызванные алгоритмом маршрутизации. Все узлы, получившие RREQ-сообщение должны обрабатывать и пересылать поступившие RREQ-сообщения синхронно. Если RREQ-сообщение передается по каналу связи, подверженному потерям пакетов по

причине часто возникающих коллизий, то оно должно обрабатываться согласно рекомендации RFC 5148 [15], используя параметр RREQ_MAX_JITTER во избежание потери данных.

После отправки RREQ-сообщения LOADng-маршрутизатор ожидает ответного RREP-сообщения. Согласно проекту стандарта протокола LOADng, на каждое RREQ-сообщение должно генерироваться как минимум одно RREP-сообщение, позволяющее установить маршрут передачи данных [5]. RREP-сообщение может генерироваться незамедлительно в ответ на каждое поступившее RREQ-сообщение или может генерироваться после некоторой задержки после прибытия первого RREQ-сообщения, чтобы выбрать наиболее оптимальный маршрут следования. Также LOADng-маршрутизатор может генерировать дополнительные RREP-сообщения для последующих RREQ-сообщений, полученных от одного и того же отправителя, если эти сообщения предоставляют лучший маршрут следования данных. В любом случае каждое сгенерированное RREP-сообщение обладает одним и тем же содержанием.

Если RREP-сообщение не было принято в течение 2·NET_TRAVERSAL_TIME миллисекунд, то маршрутизатор может отправлять новые RREQ-сообщения в поисках адресата до RREQ_RETRIES раз. Два последовательно идущих RREQ-сообщения с одного и того же интерфейса маршрутизатора должны быть разделены интервалом минимум в RREQ_MIN_INTERVAL миллисекунды.

Основные отличия RREQ-сообщения от RREP-сообщения заключаются в следующем:

- передача RREQ-сообщения происходит либо в ширококестельном, либо в групповом режиме, в то время, как RREP-сообщение передается сразу напрямую от адресата к отправителю согласно установленному маршруту;
- прием RREQ-сообщения адресатом инициирует процедуру генерации ответного RREP-сообщения;
- прием RREP-сообщения отправителем инициирует процедуру генерации ответного RREP_ACK-сообщения.

Тем не менее и RREQ-, и RREP-сообщения предназначены для установки маршрута между отправителем и адресатом. Вследствие этого они разделяют ряд общих правил, касающихся их обработки. К таким правилам относятся:

- правила определения недостоверных сообщений;
- правила, касающиеся порядка обработки сообщений.

Принятое RREQ- или RREP-сообщение является некорректным и должно пропускаться без последующей обработки, если выполняется любое из следующих условий:

- длина адреса, указанная в сообщении, отличается от длины адреса текущего LOADng-маршрутизатора;

– адрес, содержащийся в поле `originator`, является адресом текущего LOADng-Маршрутизатора;
 – в наборе маршрутизации существует кортеж, где атрибут `R_dest_addr` равен полю `originator` текущего сообщения и атрибут `R_seq_num` больше поля `seq-num` текущего сообщения;

RREQ-сообщения должны считаться некорректными, если адрес узла, являющегося предыдущим переходом по маршруту, добавлен в черный список (т.е. адрес этого узла добавлен в набор СЧС).

В процессе работы протокола LOADng также возникают ситуации, когда маршрутизатор обязан генерировать RREP-сообщения даже в случае наличия соответствующего кортежа в наборе маршрутизации. Например, когда соответствующий кортеж с флагом `R_bidirectional` установлен в значение ЛОЖЬ и параметр локального интерфейса маршрутизатора `USE_BIDIRECTIONAL_LINK_ONLY` установлен в значение ИСТИНА.

Обобщенный алгоритм обработки сообщений изображен на рис. 1 в виде блок-схемы.

RREP_ACK-сообщение предназначено для одного конкретного узла и не должно пересылаться другим узлам сети. Сообщение передается напрямую к узлу, от которого пришло RREP-сообщение.

LOADng-маршрутизатор должен явно указать в передаваемом RREP-сообщении, что он ожидает подтверждающего RREP_ACK-сообщения путем установки флага `ackrequired` в состояние ИСТИНА. При этом LOADng-маршрутизатор должен создать новый кортеж для набора ожидающих подтверждения и установить атрибут кортежа `P_ack_timeout` в `RREP_ACK_TIMEOUT + значение текущего времени`.

Принятое RREP_ACK-сообщение должно считаться некорректным и пропускаться без последующей обработки, если длина адреса, указанного в сообщении, не соответствует длине адреса принявшего его LOADng-маршрутизатора. При получении RREP-сообщения с установленным флагом `ackrequired` LOADng-маршрутизатор должен сгенерировать как минимум одно RREP_ACK-сообщение и отправить его напрямую к узлу, от которого пришло это RREP-сообщение.

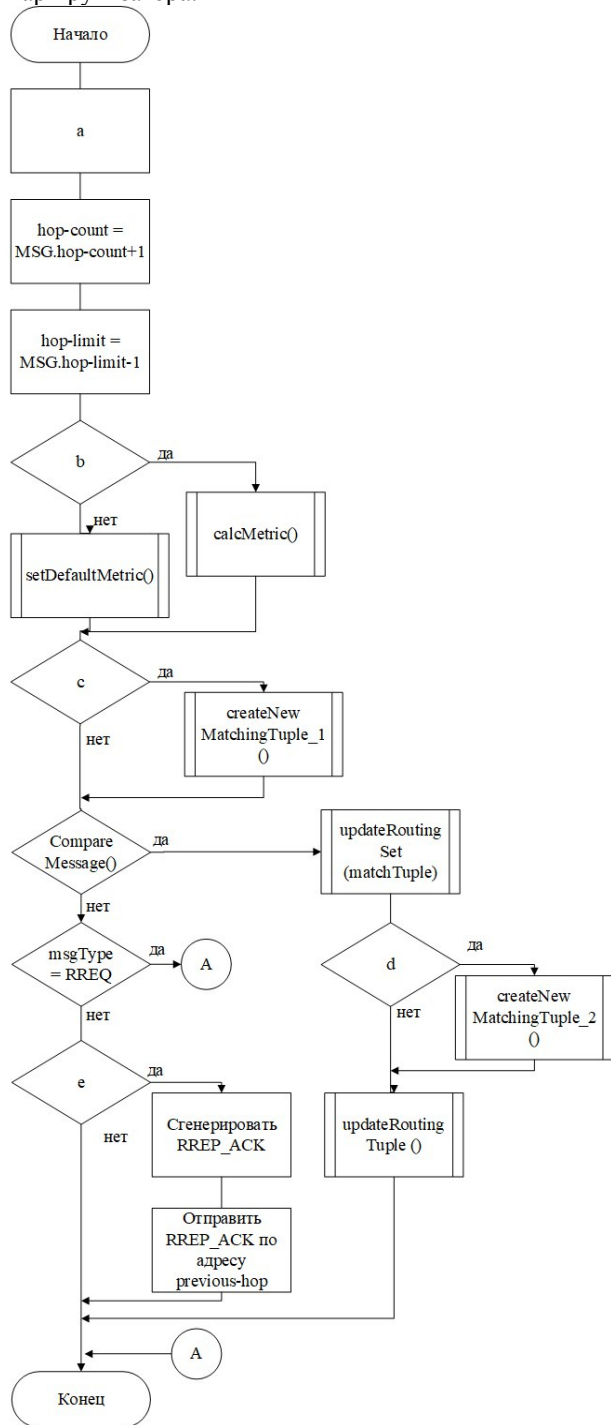
После приема RREP_ACK-сообщения от соседнего узла LOADng-маршрутизатор действует в соответствии с алгоритмом, представленным на рис. 2.

Если доставка данных до адресата или до следующего передающего узла маршрута завершилась неудачей, а адрес текущего LOADng-маршрутизатора не значится пунктом назначения в наборе адресатов, то генерируется RERR-сообщение. RERR-сообщение должно быть отправлено по обратному маршруту по направлению к источнику, для которого передача данных не удалась.

Принятое RERR-сообщение должно считаться недействительным и пропускаться, если выполняется хотя бы одно из нижеперечисленных условий:

– длина адреса, указанная в данном сообщении, отличается от длины адреса текущего LOADng-маршрутизатора;

– адрес, содержащийся в поле `originator` RERR-сообщения, является адресом текущего LOADng-маршрутизатора.



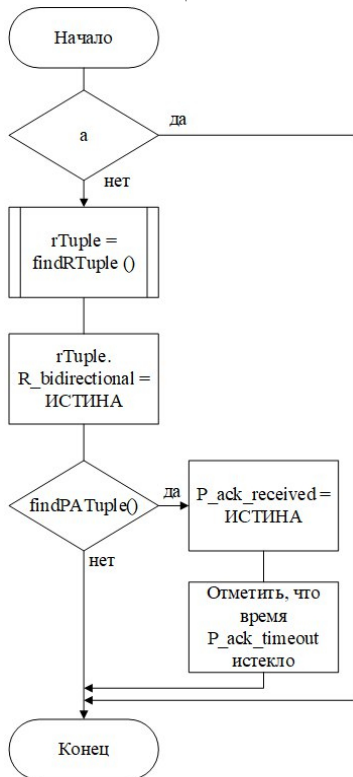
#a: Обработать включенные в сообщение TLV Согласно их спецификации
 #b: Значение поля `MSG.metric-type` известно текущему LOADng-Маршрутизатору И `MSG.metric-type` ≠ `HOP_COUNT`
 #c: `findMatchingRoutingTuple ()` = ЛОЖЬ
 #d: `previous-hop` ≠ `MSG.originator` И `findMatchingRoutingTuple` = ЛОЖЬ
 #e: `msgType` = RREP И `MSG.ackrequired` = ИСТИНА

Рис. 1. Обобщенная блок-схема алгоритма обработки сообщений

LOADng-маршрутизатор генерирует RERR-сообщение при обнаружении разрушения канала связи со следующим узлом.

При получении RERR-сообщения оно обрабатывается LOADng-маршрутизатором согласно алгоритму, представленному на рис. 3.

Согласно представленным блок-схемам, LOADng-Маршрутизатор проверяет корректность полученного RERR-сообщения.



#a: RREP_ACK.addr-length ≠ Длина адреса текущего LOADng-маршрутизатора

Рис. 2. Блок-схема алгоритма обработки RREP_ACK-сообщения

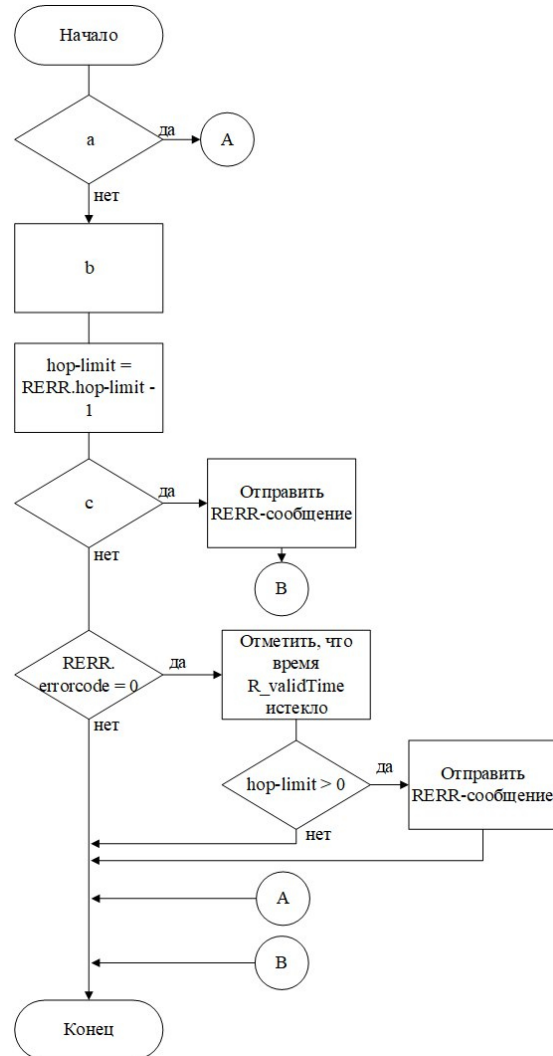
Если сообщение некорректно, оно пропускается. В противном случае происходит обработка всех TLV, входящих в состав сообщения, согласно их спецификации. Далее значение переменной hop-limit устанавливается в значение RERR.hop-limit – 1. После этого запускается функция findMatchingRoutingTuple, которая ищет в наборе маршрутизации соответствующий кортеж и возвращает значение ИСТИНА, если такой кортеж существует.

Если искомого кортежа не существует в наборе маршрутизации, то RERR-сообщение пересылается по сети без последующей обработки. В противном случае LOADng-маршрутизатор проверяет значение поля epgocode RERR-сообщения. Если значение поля равно нулю, то атрибут R_validTime найденного кортежа маршрутизации объявляется истекшим. Если значение переменной hop-limit больше нуля, то RERR-сообщение пересылается по сети следующему узлу.

Заключение

В статье разобраны сообщения управляющего трафика протокола LOADng: RREQ- и RREP-сообщения в стандартном случае, когда на каждое RREQ-сообщение генерируется как минимум одно RREP-сообщение, позволяющее установить маршрут передачи данных; RREP_ACK-сообщение,

генерируемое LOADng-маршрутизатором и отправляемое напрямую к узлу; RERR-сообщение, генерируемое в случае неудачной передачи данных, и когда адрес текущего LOADng-маршрутизатора не значится пунктом назначения в наборе адресатов. Приведены механизмы обработки данных сообщений.



#a: RERR-addr.length ≠ Адрес текущего маршрутизатора ИЛИ RERR.originator = Адрес текущего маршрутизатора

#b: Обработать включенные в сообщение TLV Согласно их спецификации

#c: findMatchingRoutingTuple () = ЛОЖЬ

Рис. 3. Блок-схема алгоритма обработки RERR-сообщения

Анализируя механизмы, можно заключить, что правила генерации, обработки и пересылки сообщений просты и не требуют много вычислительных мощностей. Построение маршрутов до конкретных узлов осуществляется лишь при возникновении необходимости в передаче информации, без последующего сохранения этой информации в таблицу маршрутизации, исключая тем самым расход энергии на поддержание хранения информации. Передаваемые сообщения имеют минимальный размер, что дает возможность тратить меньше энергии при передаче данных. Это позволяет заключить, что про-

токол LOADng подходит для систем с низким энергопотреблением.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ по Соглашению № 14.577.21.0230. Уникальный идентификатор проекта: RFMEFI57716X0230.

Литература

1. Зыков Д.Д. Обзор комплексных решений в сфере учета энергоресурсов / Д.Д. Зыков, Д.Р. Уразаев, Н.Ю. Хабибулина // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 4. – С. 131–133.
2. Klimenko A.N. Simulation modeling of the heterogeneous communication systems in NS-3 environment / A.N. Klimenko, I.V. Pospelova // Электронные средства и системы управления. – 2017. – № 1-2. – С. 210–212.
3. Современное состояние проблемы передачи данных в гетерогенных системах связи / И.Ю. Поляков, А.Н. Клименко, Д.Д. Зыков и др. // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 3. – С. 177–180.
4. Sobral J.V. Performance Evaluation of Routing Metrics in the LOADng Routing Protocol / J.V. Sobral, J.J. Rodrigues, N. Kumar et al. // Journal of Communication Software and Systems. – 2017. – Vol. 13, № 2. – P. 87–95.
5. Clausen T. Lightweight on-demand ad hoc distance-vector routing-next generation (LOADng): Protocol, extension, and applicability / T. Clausen, J. Yi, U. Herberg // Computer Networks. – 2017. – Vol. 126. – P. 125–140.
6. ITU-T. G.9903, Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for G3-PLC networks. – 2014.
7. Clausen T.H. The LLN On-demand Ad hoc Distance-vector Routing Protocol – Next Generation (LOADng) / T.H. Clausen, A.C. de Verdiere // Doctoral dissertation, INRIA. – 2011. – 35 p.
8. Elyengui S. LOADng routing protocol evaluation for bidirectional data flow in AMI mesh networks / S. Elyengui, R. Bouhouchi, T. Ezzedine // International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering. – 2015. – Vol. 5, № 6. – P. 37–43.
9. Yi J. Enhancing LOADng Routing Protocol for G3-PLC Networks // Tenth workshop on power line communications. – 2016. – 4 p.
10. Yi J., Collection tree extension of reactive routing protocol for low-power and lossy networks / J. Yi, T. Clausen // International Journal of Distributed Sensor Networks. – 2014. – Vol. 10, № 3. – P. 352421.
11. Yi J. Efficient data acquisition in sensor networks: introducing (the) LOADng collection tree protocol / J. Yi, T. Clausen, A.C. de Verdiere // 8th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM). – 2012. – P. 1–4.
12. Elyengui S. A comparative performance study of the routing protocols RPL, LOADng and LOADng-CTP with bidirectional traffic for AMI scenario / S. Elyengui, R. Bouhouchi, T. Ezzedine // International Conference on Smart Grid and Clean Energy Technologies (ICSGCE). – 2015. – P. 43–49.
13. Macker J. Simplified multicast forwarding // IETF RFC 6621. – 2012. – 55 p.
14. The trickle algorithm / P. Levis, T. Clausen, J. Hui, O. Gnawali, J. Ko // IETF RFC 6206. – 2011. – 13 p.
15. Clausen T. Jitter considerations in mobile ad hoc networks (MANETs) / T. Clausen, C. Dearlove, B. Adamson // IETF RFC 5148. – 2008. – 11 p.

Зыков Дмитрий Дмитриевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КИБЭВС ТУСУРа,
директор Центра системного проектирования
Эл. почта: dmitry.zykov@tusur.ru

Поспелова Ирина Владимировна

Программист центра системного проектирования ТУСУРа
Эл. почта: piv@esp.tusur.ru

Уразаев Дамир Раисович

Инж.-конструктор центра системного проектирования
ТУСУРа
Эл. почта: udr@esp.tusur.ru

Карасенко Анатолий Олегович

Программист центра системного проектирования ТУСУРа
Эл. почта: piv@esp.tusur.ru

УДК 621.396.96

Т.И. Сабитов, М.А. Степанов, А.В. Киселев

Влияние неточности задания параметров сигналов двухточечной квазикогерентной модели на характеристики моделируемых шумов координат

Рассмотрена двухточечная квазикогерентная модель распределенного радиолокационного объекта. Найдены соотношения, позволяющие оценить степень влияния ошибок в значениях параметров излучаемых сигналов на характеристики функции распределения моделируемых шумов координат. Также найдены соотношения, с помощью которых можно рассчитать предельно допустимые отклонения значений параметров излучаемых сигналов. Теоретические результаты подтверждены численными экспериментами.

Ключевые слова: модель, ошибки параметров, функция распределения, шумы координат.

В настоящее время для решения задач моделирования распределенных радиолокационных объектов используются когерентные и некогерентные мо-

дели. Применение в модели некогерентных сигналов позволяет использовать меньшее количество излучателей, в то время как модели на когерентных сигналах

лах позволяют имитировать отражения электромагнитных волн от любых сколь угодно сложных рельефов.

Наряду с рассмотренными моделями также прорабатываются возможности использования частично когерентных моделей [1], которые теоретически обладают большими возможностями, чем некогерентные.

Цель данной работы – исследовать, каким образом неточности задания параметров сигналов двухточечной квазикогерентной модели могут сказаться на характеристиках функции распределения моделируемых шумов координат (ШК).

Рассмотрим двухточечную квазикогерентную модель распределенного объекта, для которой справедливы следующие соотношения [1]:

$$\frac{\gamma^2 - 1}{1 + 2r\gamma + \gamma^2} = m, \quad \frac{1 + 2r\gamma + \gamma^2}{2\gamma\sqrt{1-r^2}} = \mu, \quad (1)$$

где γ^2 – отношение мощностей излучаемых сигналов, r – коэффициент корреляции, m – математическое ожидание, μ – параметр, от которого зависит ширина распределения ШК. Плотность распределения вероятности ШК имеет вид

$$W(\xi) = \frac{\mu}{2 \cdot (1 + \mu^2 (\xi - m)^2)^{3/2}}. \quad (2)$$

Запишем выражение, с помощью которого можно определить изменение выходной величины системы через изменения входных величин и коэффициенты чувствительности [2]:

$$\Delta f(x_1 \dots x_n) = A_1 \Delta x_1 + \dots + A_n \Delta x_n, \quad (3)$$

где $A_i = \frac{\partial f(x_1 \dots x_n)}{\partial x_i}$ – коэффициенты чувствительности.

Для удобства в (1) перейдем к логарифмическому масштабу по переменной γ , т.е. сделаем замену $t = 20 \lg \gamma$, тогда (1) преобразуется к виду:

$$\frac{10^{t/10} - 1}{1 + 2r \cdot 10^{t/20} + 10^{t/10}} = m, \quad \frac{1 + 2r \cdot 10^{t/20} + 10^{t/10}}{2 \cdot 10^{t/20} \sqrt{1-r^2}} = \mu, \quad (4)$$

при этом $\Delta t = \frac{20}{\ln 10} \frac{\Delta \gamma}{\gamma}$.

В соответствии с (3) и (4) получаем выражения, которые позволяют определить значения ошибок в параметрах функции распределения, моделируемых ШК:

$$\Delta m = A_1 \Delta t + A_2 \Delta r, \quad \Delta \mu = A_3 \Delta t + A_4 \Delta r, \quad (5)$$

коэффициенты чувствительности запишутся как

$$A_1 = \frac{\partial m}{\partial t} = \frac{10^{t/20} \ln 10 \cdot (2 \cdot 10^{t/20} + r \cdot 10^{t/10} + r)}{10 \cdot (1 + 2r \cdot 10^{t/20} + 10^{t/10})^2},$$

$$A_2 = \frac{\partial m}{\partial r} = -\frac{2 \cdot 10^{t/20} \cdot (10^{t/10} - 1)}{(1 + 2r \cdot 10^{t/20} + 10^{t/10})^2},$$

$$A_3 = \frac{\partial \mu}{\partial t} = \frac{\ln 10 \cdot (10^{t/10} - 1)}{40 \sqrt{1-r^2} \cdot 10^{t/20}},$$

$$A_4 = \frac{\partial \mu}{\partial r} = \frac{2 \cdot 10^{t/20} + r + r \cdot 10^{t/10}}{2 \cdot 10^{t/20} \cdot (1-r^2)^{3/2}}.$$

Для наихудшего случая (5) запишется в виде

$$\Delta m = |A_1| \Delta t + |A_2| \Delta r, \quad \Delta \mu = |A_3| \Delta t + |A_4| \Delta r, \quad (6)$$

при $\Delta t > 0, \Delta r > 0$.

Если заранее известны предельные отклонения параметров излучаемых сигналов, то не составляет труда по соотношениям (6) определить области значений параметров излучаемых сигналов, в которых ошибки параметров функции распределения ШК не превышают заданных величин. Однако на практике чаще требуется решить обратную задачу: определить предельно допустимые отклонения значений параметров излучаемых сигналов.

Найдем соотношения, которые позволяют по заданным Δm и $\Delta \mu/\mu$ определить предельно допустимые Δt и Δr . Наиболее наглядным и простым будет следующее решение: для заданного набора значений $\Delta t = \{\Delta t_1, \dots, \Delta t_n\}$ определяем допустимое значение ошибки коэффициента корреляции по формуле:

$$\Delta r_i = \min \left(\frac{\Delta m - A_1 \Delta t_i}{A_2}, \frac{\Delta \mu - A_3 \Delta t_i}{A_4} \right). \quad (7)$$

Зададимся значениями $\Delta m = 0,02$ и $\frac{\Delta \mu}{\mu} = 0,05$, а

также $\Delta t = \{0,1; 0,2\}$ дБ. В соответствии с (7) построим графики линий уровня функции $\Delta r(t, r, \Delta m, \Delta \mu, \Delta t)$.

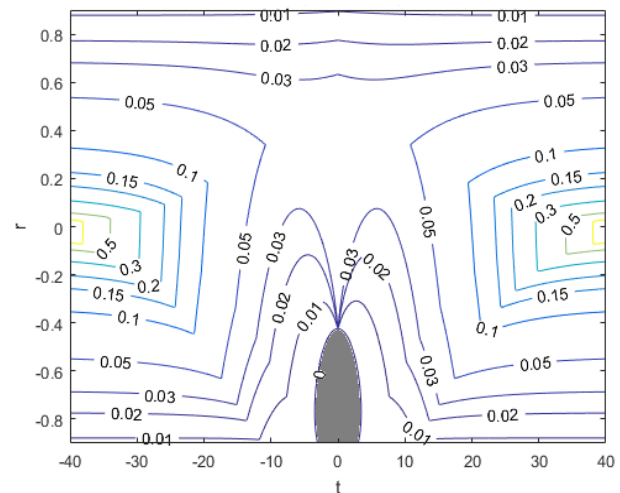


Рис. 1. График линий уровня функции Δr при $\Delta t = 0,1$ дБ

Как видно из графиков (рис. 1, 2), при увеличении значения ошибки Δt ужесточаются требования к точности установки значения коэффициента корреляции, что вполне естественно. Закрашенные области на графиках являются областями отрицатель-

ных значений Δr , в которых Δm и/или $\Delta \mu/\mu$ никоим образом не удастся получить меньше требуемых значений.

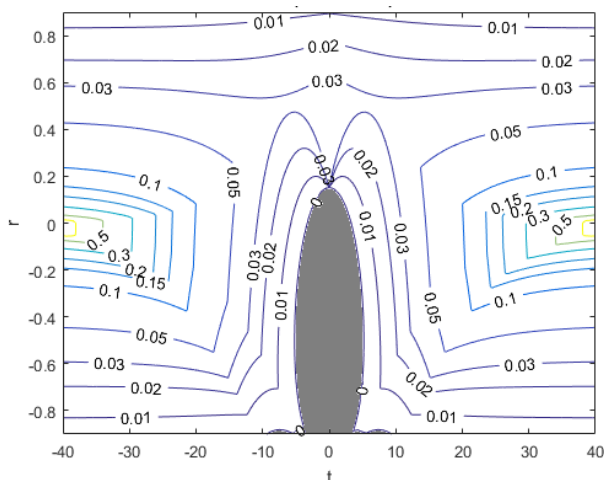


Рис. 2. График линий уровня функции Δr при $\Delta t=0,2$ дБ

Апробация результатов

Для проверки полученных результатов была реализована численная двухточечная частично когерентная модель распределенного объекта. Задавались исходные данные, по заданным m и μ рассчитывались значения параметров сигналов r и γ , по заданному значению Δt в соответствии с (7) определялось значение ошибки коэффициента корреляции Δr . Далее полученные значения ошибок вносились в рассчитанные значения параметров излучаемых сигналов. Производилось моделирование и оценка параметров функции распределения моделируемых ШК по формулам

$$\hat{m} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N F(i), \quad \hat{\mu} = \frac{1}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |F(i) - m|},$$

где $F(i)$ – положение точки кажущегося центра излучения, которое определяется по формуле [3]

$$F(i) = \operatorname{Re} \left[\frac{\Delta(i)}{\Sigma(i)} \right],$$

где $\Delta(i)$ – i -й отсчет, принятый разностной диаграммой направленности, $\Sigma(i)$ – i -й отсчет, принятый суммарной диаграммой направленности.

Далее вычислялись значения ошибок параметров функции распределения моделируемых ШК и делались соответствующие выводы.

Во всех экспериментах требовалось получить ошибки в значениях параметров функции распределения ШК не хуже $\Delta m=0,02$ и $\Delta \mu/\mu=0,05$.

Для значений $m=0$, $\mu=1$, $\Delta t=0,1$ дБ получены значения $\gamma=1$, $r=0$, $\Delta \gamma=0,0115$, $\Delta r=0,05$, а по результатам моделирования получены величины $\Delta \hat{m}=0,0108$ и $\Delta \hat{\mu}/\mu=0,0488$.

Для значений $m=0,4$, $\mu=2$, $\Delta t=0,2$ дБ получены значения $\gamma=1,9034$, $r=0,5081$, $\Delta \gamma=0,0438$, $\Delta r=0,0321$, а по результатам моделирования получены величины $\Delta \hat{m}=0,0046$ и $\Delta \hat{\mu}/\mu=0,0522$.

Стоит отметить, что ошибки в значениях параметров моделируемых ШК могут немного превышать заданные значения. Это связано с тем, что в (3) сделано допущение $dm \cong \Delta m$, $d\mu \cong \Delta \mu$.

Заключение

1. Найдены соотношения, позволяющие оценить степень влияния неточности задания параметров излучаемых сигналов на характеристики функции распределения ШК.

2. Получены соотношения, которые для заданных m , μ , Δm , $\Delta \mu/\mu$ позволяют рассчитать предельно допустимые отклонения параметров излучаемых сигналов Δt и Δr .

3. Полученные теоретические результаты подтверждены результатами численных экспериментов.

Литература

1. Островитянов Р.В. Статистическая теория радиолокации протяженных целей / Р.В. Островитянов, Ф.А. Басалов. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.
2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М.: Наука, 1973. – 832 с.
3. Канащенков А.И. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. – Т. 1: РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / А.И. Канащенков, В.И. Меркулов. – М.: Радиотехника, 2006. – 656 с.

Сабитов Тимур Ильясович

Студент каф. радиоприемных и радиопередающих устройств (РПиРПУ)
Новосибирского гос. техн. ун-та (НГТУ)
Эл. почта: sti0@mail.ru

Степанов Максим Андреевич

Канд. техн. наук, доцент каф. РПиРПУ НГТУ
Эл. почта: m.stepanov@corp.nstu.ru

Киселев Алексей Васильевич

Д-р. техн. наук, профессор, зав. каф. РПиРПУ НГТУ
Эл. почта: a.kiselev@corp.nstu.ru

Е.В. Щерба, Г.А. Литвинов, М.В. Щерба

Проблема обеспечения качества обслуживания при маршрутизации пакетов в динамически организуемых телекоммуникационных сетях для переограниченных случаев

Рассматривается формальная постановка задачи обеспечения качества обслуживания при однопутевой и многопутевой маршрутизации сетевых пакетов для переограниченных случаев. Произведено обобщение задачи поиска оптимального маршрута с ограничениями для однопутевой маршрутизации с учётом выделения «мягких» и «жестких» ограничений. Предложен эффективный алгоритм для поиска точного решения сформулированной задачи в случае, когда все метрики являются «вогнутыми». В заключительной части работы предлагаемый подход и разработанный алгоритм продемонстрированы на примерах.

Ключевые слова: многокритериальная маршрутизация, качество обслуживания, самоорганизующиеся сети.

Развитие и распространение технологий мобильных, сенсорных и других типов динамически организуемых сетей сдерживается рядом проблем, вытекающих из ключевых особенностей применяемой архитектуры. В частности, ресурсы типовых узлов динамически организуемых сетей, как правило, существенно ограничены, что очень затрудняет обеспечение требуемого качества обслуживания (Quality of Service, QoS) [1]. С другой стороны, обеспечение QoS является необходимым для корректного и бесперебойного функционирования множества сетевых приложений, включая, например, системы медицинского мониторинга и службы передачи потоковой видеoinформации в режиме реального времени.

Графо-комбинаторный подход является одним из основных подходов к решению проблемы маршрутизации пакетов с обеспечением требуемого качества обслуживания QoS. Суть указанного подхода заключается в математическом описании телекоммуникационных сетей в виде ориентированного или неориентированного графа с последующим использованием комбинаторных алгоритмов поиска множества кратчайших путей между заданными парами узлов сети [2]. При этом множество взаимодействующих узлов соответствует множеству вершин графа V , а множество каналов соответствует множеству дуг E , заданы узел источника s и узел назначения t . Каждой дуге e поставлена в соответствие метрика стоимости $c(e)$ и k других метрик, характеризующих канал передачи данных. Путь p из вершины s в вершину t представляет собой такую последовательность вершин с начальной вершиной s и конечной вершиной t , в которой любая пара соседних вершин связана дугой из множества E . Для метрики стоимости и каждой i -й метрики w_i задана функция f_i , позволяющая определить значение метрики пути на основе метрик дуг, образующих этот путь: $f_i(p) = f_i(w_i(e_0), w_i(e_1), \dots, w_i(e_{n-1}))$.

Кроме того, задан кортеж маршрутных ограничений по соответствующим метрикам $L = (l_1, \dots, l_k)$, характеризующий требования к искомому маршруту. Маршрут между заданной парой вершин удовлетворяет предъявляемым требованиям (иначе говоря, является подходящим), только если значения метрик

маршрута, используемых для его оценки, находятся в пределах соответствующих ограничений, выражающих требования к качеству маршрута:

$$f_i(p) \geq l_i, \quad i=1,2,\dots,k. \quad (1)$$

Задача MCP (Multi-Constrained Path) состоит в том, чтобы найти любой подходящий маршрут для заданной пары вершин, а решение задачи MCOP (Multi-Constrained Optimal Path) предполагает нахождение подходящего маршрута с наименьшей стоимостью для заданной пары вершин [3]. Указанные задачи могут иметь одно или несколько решений либо не иметь решений в том случае, когда маршрута, удовлетворяющего сразу всем ограничениям, не существует.

В рамках QoS-маршрутизации почти все метрики маршрутов можно отнести к одной из трех групп – аддитивные, мультипликативные и «вогнутые». Для аддитивных метрик (таких, как стоимость передачи и возникающая задержка) значение метрики маршрута определяется как сумма значений метрики для всех каналов, образующих маршрут. Для мультипликативных метрик (таких, как доля потерянных пакетов) значение метрики маршрута определяется как произведение значений метрики для всех каналов, образующих маршрут (могут быть сведены к аддитивным посредством логарифмирования). Для «вогнутых» метрик (таких, как пропускная способность, безопасность и время жизни маршрута) значение метрики маршрута определяется как минимальное значение среди метрик для всех каналов, образующих маршрут.

По результатам различных исследований последних лет был предложен ряд алгоритмов для поиска приближенных решений указанной задачи, которые могут быть эффективными при небольшом количестве ограничений. В то же время при маршрутизации пакетов в динамически организуемых сетях появляются новые ограничения, связанные с ожидаемым «временем жизни» маршрута, уровнем мобильности узлов, энергетическими затратами на передачу пакета и др. Таким образом, общее количество ограничений значительно возрастает и задача MCOP в данных условиях часто становится переограниченной. В результате в каждом случае требуется вначале выяснить, имеются ли решения задачи во-

обще (что представляет отдельную задачу), а затем нужно решить, какие из ограничений ослабить, чтобы задача стала разрешимой [4].

Для повышения надёжности и отказоустойчивости сетевого взаимодействия, а также оптимального использования ресурсов сети часто используется многопутевой метод маршрутизации с поддержкой качества обслуживания. В этом случае передача пакетов от узла источника до узла назначения осуществляется по нескольким сетевым маршрутам одновременно. Поскольку, каждый из используемых маршрутов в рамках обеспечения гарантированного качества обслуживания должен удовлетворять предъявляемым требованиям, вероятность возникновения переограниченных сценариев тем более увеличивается.

Решение указанной проблемы в динамически организуемых сетях возможно на основе протоколов мягкой QoS-маршрутизации, которые способны за приемлемое время предоставлять один или несколько маршрутов, «наилучшим» образом отвечающих предъявляемым требованиям, даже если маршрута, отвечающего сразу всем требованиям, не существует. Но для создания таких протоколов требуется соответствующее алгоритмическое обеспечение.

Формальная постановка задач

Для решения проблемы обеспечения качества обслуживания при маршрутизации пакетов в переограниченных случаях предлагается ввести в задачу МС(О)Р понятие «мягких» ограничений и обобщить МС(О)Р как задачу поиска маршрутов, удовлетворяющих всем «жестким» ограничениям и максимальному количеству «мягких» ограничений одновременно. Такой подход позволит сразу предложить оптимальное решение в том случае, когда решения исходной задачи МС(О)Р по всем ограничениям, не существует. В частном случае, когда все ограничения будут «мягкими», можно будет говорить о задаче МАХ-МС(О)Р, в частном случае, когда все ограничения являются «жесткими», задача будет представлять исходную задачу МС(О)Р.

Далее, без ограничения общности, все ограничения будем считать «мягкими» и рассматривать задачу МАХ-МСОР. Кроме того, будем считать все ограничения равнозначными, оставляя возможность в дальнейшем рассмотреть случай взвешенных ограничений. Введем дополнительные определения в терминологию исходной задачи. Для заданного кортежа ограничений L некоторый путь p из узла источника s в узел назначения t будем называть удовлетворяющим ограничению l_i , если значение соответствующей ограничению метрики этого пути удовлетворяет следующему условию:

$$f_i(p) \geq l_i. \quad (2)$$

Пусть $L^{(p)}$ представляет такое подмножество исходного множества ограничений L , куда входят только те ограничения, которым удовлетворяет путь p , и $L^{(p)}$ имеет максимальную мощность среди всех таких подмножеств. Тогда путь p будем называть удовлетворяющим наилучшим образом, если не существует пути p^* из узла s в узел t , для которого

$$|L^{(p^*)}| > |L^{(p)}|. \quad (3)$$

В заданной сети для некоторого узла источника и узла назначения может существовать несколько удовлетворяющих наилучшим образом путей. Множество всех удовлетворяющих наилучшим образом путей будем обозначать как P .

Задача МАХ-МСОР заключается в том, чтобы найти оптимальный удовлетворяющий наилучшим образом путь, т.е. такой путь p , для которого значение $c(p)$ является минимальным среди всех путей, удовлетворяющих условию (3), т.е. путей из множества P . Очевидно, что удовлетворяющий наилучшим образом путь будет подходящим (в исходном смысле) тогда и только тогда, когда множество $L^{(p)}$ равно множеству ограничений ($L^{(p)} = L$). Используя этот факт, мы можем заметить, что сформулированная задача является обобщением задачи МСОР и как следствие также является NP-полной.

Далее необходимо сформулировать задачу обеспечения многопутевой маршрутизации с «мягкой» поддержкой качества обслуживания. Два пути являются вершинно-непересекающимися, если они не имеют общих вершин. Использование вершинно-непересекающихся путей в рамках многопутевой маршрутизации в динамически организуемых сетях позволяет значительно повысить надёжность сетевого взаимодействия [5].

Некоторое множество путей P_m удовлетворяет ограничению l_i , если значение соответствующей метрики для каждого пути этого множества удовлетворяет условию (2). Пусть $L^{(P_m)}$ представляет такое подмножество исходного множества ограничений L , куда входят только те ограничения, которым удовлетворяет множество путей P_m , и $L^{(P_m)}$ имеет максимальную мощность среди всех таких подмножеств. Тогда множество из m вершинно-непересекающихся путей P_m будем называть удовлетворяющим наилучшим образом, если не существует другого множества из m вершинно-непересекающихся путей P^* из узла s в узел t , для которого

$$|L^{(P^*)}| > |L^{(P_m)}|. \quad (4)$$

Таким образом, для обеспечения многопутевой маршрутизации в заданной сети от некоторого узла источника до некоторого узла получателя требуется найти удовлетворяющее наилучшим образом множество из m оптимальных по метрике $c(p)$ вершинно-непересекающихся путей.

Далее в этой работе будем рассматривать специальный случай сформулированной задачи однопутевой маршрутизации МАХ-МСОР, когда все используемые метрики, кроме стоимости маршрута, являются вогнутыми. Поскольку это будет ограничивать общность и применимость предлагаемого подхода, в дальнейшей работе планируется предложить аппроксимационный алгоритм для поиска приближенных решений задачи с аддитивными метриками.

Для решения задачи МСОР с вогнутыми метриками из исходной сети достаточно просто исключить все дуги, не удовлетворяющие полному набору ограничений, и найти кратчайший путь в образованной сети. В то же время задача поиска наилучшим образом удовлетворяющего пути МАХ-МСОР явля-

ется более сложной. В этом случае из сети невозможно сразу исключить все неудовлетворяющие дуги, поскольку подходящий (в исходном смысле) путь может не существовать.

Пусть в телекоммуникационной сети заданы k вогнутых маршрутных метрик $w_i(e)$, тогда данная сеть может быть описана, используя модель булево-значной сети [6, 7]. Пусть M , некоторое конечное множество элементов-атомов, состоит из k элементов a_i – символов, отражающих выполнимость соответствующих ограничений из кортежа L для графа $G(V, E)$. Пусть $P(M)$ – множество всех подмножеств исходного множества M . $P(M)$ является частично упорядоченным и на множестве $P(M)$ заданы стандартные операции. Фиксированная конечная булева алгебра B определена как $(P(M), \square, \sqcup, \sqcap)$. Минимальный элемент из B обозначается как «0», а максимальный элемент из B обозначается как «1».

Под булевозначной сетью понимается ориентированный мультиграф, каждой дуге которого поставлен в соответствие некоторый элемент из булевой алгебры $q(e) \square B$. В рамках предлагаемой модели количество атомов булевой алгебры B должно быть равно количеству задаваемых ограничений и между ними устанавливается соответствие. При этом метка $q(e)$ для некоторой дуги e в формируемой булевозначной сети включает символ выполнимости a_i , только если соответствующая метрика $w_i(e)$ для данного канала связи в соответствующей телекоммуникационной сети удовлетворяет ограничению l_i . Таким образом, метка каждой дуги представляет объединение всех символов выполнимости для данной дуги и, по сути, определяет выполнимые ограничения для каждого канала связи. Пересечение (объединение) меток всех дуг заданного пути в булевозначной сети назовём нижней (верхней) оценкой пути, а количество атомов из B , которые содержатся в нижней оценке пути, назовём мощностью пути.

Путь p из узла s в узел t в сети $G(V, E, c, q)$ будет являться оптимальным, удовлетворяющим наилучшим образом путём для заданного множества ограничений только в том случае, если он имеет максимальную мощность среди всех (s, t) -путей, и среди всех (s, t) -путей с такой мощностью имеет минимальное значение стоимости $c(p)$.

Алгоритм поиска оптимального маршрута

Итак, в заданной булевозначной сети путь из s в t с максимальной мощностью будет удовлетворять максимально возможному количеству ограничений, т.е. являться решением задачи МСР, а кратчайший $(s-t)$ -путь среди всех путей с максимальной мощностью будет являться решением задачи МСОР. Используя алгоритм для поиска оптимального пути в булевозначных сетях, следующий алгоритм был предложен для поиска оптимального удовлетворяющего наилучшим образом маршрута между заданной парой узлов в телекоммуникационной сети с вогнутыми метриками (рис. 1).

Чтобы адаптировать исходный алгоритм к решению задачи MAX-МСОР, вместо операции объе-

динения была использована операция пересечения, при этом производится поиск путей с максимальной, а не минимальной мощностью.

```

1: procedure MAXМСОР( $V, E, c, w, l, M, s, t$ )
2:    $P \leftarrow \{\emptyset\}, A \leftarrow \{s\}, A^* \leftarrow \{\emptyset\}, L(s) \leftarrow \{1\}$ 
3:   for all  $v \in V(G) \setminus \{s\}$  do
4:      $L(v) \leftarrow \{\emptyset\}$ 
5:   end for
6:   for all  $e \in E(G)$  do
7:      $q(e) \leftarrow \{\emptyset\}$ 
8:     for all  $w_i(e) \geq l_i$  do
9:        $q(e) \leftarrow q(e) \cup \{a_i\}$ 
10:    end for
11:  end for
12:  while  $A \neq \{\emptyset\}$  do
13:    for all  $u \in A$  do
14:      for all  $v \in V(G)$  do
15:         $L^*(v) \leftarrow L(v)$ 
16:        if  $(u, v) \in E(G)$  then
17:           $L(v) \leftarrow \text{MAX}(L(v) \cup (L(u) \wedge q(u, v)))$ 
18:           $\triangleright \text{MAX}(X)$  - возвращает множество максимальных
19:            элементов (частичный порядок) из  $X \subseteq B$ 
20:          if  $L^*(v) \neq L(v)$  then
21:             $A^* \leftarrow A^* \cup \{v\}$ 
22:          end if
23:        end if
24:      end for
25:    end while
26:    for all  $max \in L(t)$  do  $\triangleright max$  - элемент с
27:      максимальной мощностью
28:       $G^* \leftarrow G$ 
29:      for all  $e \in E(G^*)$  do
30:        if  $q(e) \not\subseteq max$  then
31:          УДАЛИТЬ  $e$  ИЗ  $E(G^*)$ 
32:        end if
33:      end for
34:       $P \leftarrow P \cup \{p\}$ 
35:    end for
36:  return КРАТЧАЙШИЙ  $s-t$  ПУТЬ  $p$  ИЗ  $P$ 
37: end procedure

```

Рис. 1. Алгоритм решения задачи MAX-МСОР в сети с вогнутыми метриками

На вход алгоритма поступает граф $G(V, E)$ с заданной метрикой стоимости $c(e)$, k других вогнутых метрик $w_1(e), w_2(e), \dots, w_k(e)$, множество символов выполнимости $M = \{a_1, a_2, \dots, a_k\}$ и кортеж соответствующих ограничений (l_1, l_2, \dots, l_k) , отражающих требования к качеству обслуживания.

На первом шаге алгоритма требуется определить метки $q(e)$ для всех дуг булевозначной сети. Следующий шаг заключается в поиске нижних оценок всех удовлетворяющих наилучшим образом путей. Этот этап представляет некоторую сложность в связи с тем, что метки дуг являются элементами частично упорядоченного множества. В связи с этим множество $L(v)$ используется как меточное множество для некоторой вершины $v \square V$. Множество A используется для хранения списка активных вершин на текущей итерации, а в множестве A^* формируется

список активных вершин для следующей итерации. На заключительном этапе алгоритма множество $L(t)$ будет содержать нижние оценки всех удовлетворяющих наилучшим образом путей. Если в заданной сети для заданного набора ограничений существует подходящий путь из s в t , то $L(t) = \{1\}$. Наконец, необходимо найти все удовлетворяющие наилучшим образом пути, обеспечивающие найденные нижние оценки, после чего выбрать из них путь с минимальной стоимостью. Алгоритм имеет временную сложность $O(|I|^3)$. Данный алгоритм может быть адаптирован для поиска удовлетворяющего наилучшим образом множества из m оптимальных путей в целях реализации многопутевой маршрутизации с обеспечением качества обслуживания.

Примеры

Проблему маршрутизации с обеспечением качества обслуживания в переограниченном случае можно рассмотреть на примере сетевой топологии, представленной на рис. 2.

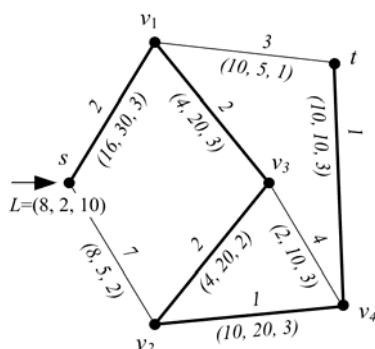


Рис. 2. Пример решения задачи МАХ–МСОР в сети с вогнутыми метриками

Значение метрики стоимости c и значения вогнутых метрик w_1, w_2 и w_3 заданы для каждого канала связи. Будем считать все каналы связи симметричными относительно стоимости и других метрик. Необходимо найти путь из узла s в узел t , удовлетворяющий кортежу ограничений $L = (8, 10, 2)$. Можно заметить, что не существует подходящего пути из s в t для данного кортежа ограничений, т.е. задача МСОР не имеет решения в этом случае.

Используя разработанный алгоритм для решения задачи МАХ–МСОР, можно найти оптимальный удовлетворяющий наилучшим образом путь из узла источника s в узел назначения t . Множество символов выполнимости M состоит из элементов $\{a_1, a_2, a_3\}$, тогда $P(M) = \{0, a_1, a_2, a_3, a_1a_2, a_1a_3, a_2a_3, 1\}$. Используя заданные значения вогнутых метрик и кортеж ограничений, на первом шаге алгоритма определяются метки всех дуг булевозначной сети. Например, дуга из s в v_1 получит метку a_1a_2 .

Далее определяются нижние оценки всех удовлетворяющих наилучшим образом путей из s в t : $\{a_1a_3, a_2a_3\}$. Затем для каждого элемента из этого множества необходимо найти кратчайший путь (по метрике стоимости) в сети без дуг, метки которых не включают рассматриваемый элемент: $P = \{<s, v_2, v_4, t>, <s, v_1, v_3, v_2, v_4, t>\}$.

На заключительном этапе из отобранных путей выбирается кратчайший. В результате можно прийти к заключению, что оптимальный удовлетворяющий наилучшим образом путь из s в t : $<s, v_1, v_3, v_2, v_4, t>$. Стоимость этого пути равна 8, и он удовлетворяет ограничениям l_2 и l_3 .

Заключение

Таким образом, в работе предложен новый подход к решению задачи маршрутизации с множественными ограничениями в переограниченном случае. В рамках указанного подхода формализована задача поиска маршрутов, удовлетворяющих максимально возможному количеству ограничений. Разработан эффективный алгоритм решения указанной задачи для однопутевой маршрутизации на базе булевозначных сетей в случае, когда все метрики (кроме стоимости) являются «вогнутыми». В ходе дальнейших исследований планируется разработать алгоритм для поиска приближенных решений задачи МАХ–МСОР в общем случае.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00160.

Литература

1. Hanzo L. A survey of QoS routing solutions for mobile ad hoc networks / L. Hanzo, R. Tafazolli // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2007. – Vol. 9, No. 2. – P. 50–70.
2. Шувалов В.П. Классификация методов многопутевой маршрутизации / В.П. Шувалов, И.Ю. Варакина // Т-Comm. Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – Т. 8, № 1. – С. 29–32.
3. Korkmaz T. Multi-constrained optimal path selection / T. Korkmaz, M. Krunz // In Proc. of Conference on Computer Communications, 2001, IEEE Infocom. – 2001. – Vol. 2. – P. 834–843.
4. Щербина О.А. Удовлетворение ограничений и программирование в ограничениях // Интеллектуальные системы. – 2011. – Т. 15, № 1-4. – С. 53–170.
5. Abe J.O. k-Maximally Disjoint Path Routing Algorithms for SDN / J.O. Abe, H.A. Mantar, A.G. Yayimli // In Proc. of 2015 International Conference on Cyber-Enabled Distributed Computing and Knowledge Discovery, IEEE. – 2015. – P. 499–508.
6. Салий В.Н. Оптимизация в булевозначных сетях // Дискретная математика. – 2005. – Т. 17, № 1. – С. 141–146.
7. Shcherba E.V. Boolean-valued models of telecommunication systems in some problems of network security // In Proc. of IEEE 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – 2015. – P. 1–5.

Щерба Евгений Викторович

Канд. техн. наук, доцент каф. комплексной защиты информации (КЗИ) Омского гос. техн. ун-та (ОмГТУ)
Эл. почта: evscherba@gmail.com

Литвинов Георгий Александрович

Магистрант каф. ССИБ ОмГТУ
Эл. почта: georgyfund@gmail.com

Щерба Мария Витальевна

Канд. техн. наук, доцент каф. КЗИ ОмГТУ
Эл. почта: mariz3@mail.ru

Секция 3

НАНОЭЛЕКТРОНИКА СВЧ. ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ, АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

Сопредседатели секции – *Бабак Леонид Иванович, д.т.н., профессор каф. КСУП;*
Черкашин Михаил Владимирович, к.т.н., доцент каф. КСУП

УДК 621.382

А.А. Коколов, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак, А.В. Дроздов

Монолитный смеситель диапазона 1–4,5 ГГц со встроенным усилителем гетеродина на основе технологии SiGe BiCMOS

Представлены результаты разработки и экспериментального исследования СВЧ МИС двойного балансного смесителя с интегрированным дифференциальным усилителем гетеродина на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП-технологии. Двойной балансный смеситель выполнен с использованием КМОП-транзисторов, усилитель сигнала гетеродина выполнен по дифференциальной схеме с помощью каскода на биполярных транзисторах. Разработанная СВЧ МИС согласно зондовым измерениям обладает следующими характеристиками: частотный диапазон ВЧ 1–4,5 ГГц, диапазон ПЧ 50–500 МГц, коэффициент преобразования G_C не более –10 дБ; требуемая мощность гетеродина –6...0 дБм, коэффициент отражения по входам ВЧ, ПЧ и гетеродина не более –10 дБ; развязки ВЧ – ПЧ, гетеродина – ПЧ и гетеродина – ВЧ не хуже –40 дБ; уровень входной мощности по уровню 1 дБ $IP_{1дБ}$ более 13 дБм; потребление 80 мА при напряжении питания 5 В; размер чипа 1,2×2,1 мм².

Ключевые слова: монолитная интегральная схема, смеситель, трансформатор, СВЧ-усилитель, БиКМОП SiGe.

При разработке радиоэлектронных систем, устройств и модулей необходимо достичь заданных характеристик при соблюдении экономических требований. Большое количество современных протоколов беспроводной связи (мобильная связь, беспроводной интернет, спутниковая навигация и т.п.) работает в частотном диапазоне от 1 до 4,5 ГГц. В связи с этим весьма актуальным является вопрос разработки широкополосной электронной компонентной базы, в частности, монолитных интегральных схем (МИС), перекрывающих сразу несколько различных частотных поддиапазонов.

Традиционно для создания СВЧ МИС использовались АЗВ5 (GaAs, GaN) технологии полупроводников, которые обеспечивают высокий коэффициент усиления, низкий коэффициент шума и достаточно большую выходную мощность. Однако в последнее время все больше внимания уделяют СВЧ МИС на основе кремниевых КМОП- и БиКМОП-технологий, которые позволяют получить характеристики, сравнимые с устройствами АЗВ5. Вместе с тем кремниевые МИС имеют целый ряд преимуществ – они более дешевые, могут интегрироваться на одном кристалле с цифровыми схемами и обеспечивают меньшие габариты устройств, более низкое энергопотребление, высокую повторяемость и др.

Смеситель является одним из наиболее важных устройств, во многом определяющим основные характеристики радиоэлектронных систем. Применен-

ние двойной балансной схемы смесителя позволяет увеличить подавление RF-сигнала и гетеродина на выходе ИФ (развязка), а также обеспечивает подавление интермодуляций второго порядка [1].

Как правило, входы двойных балансных смесителей являются дифференциальными. Для преобразования дифференциального (симметричного) тракта сигнала в несимметричный используются симметрирующие трансформаторы (СТ). При реализации двойного балансного смесителя в виде МИС размещение СТ непосредственно на кристалле исключает необходимость дополнительных внешних трансформаторов и упрощает дальнейшее применение МИС, однако приводит к ограничению частотного диапазона и некоторому ухудшению характеристик смесителя.

Как правило, для работы двойного балансного смесителя требуется мощность порядка 13–15 дБм, причем значение входной мощности по уровню 1 дБ $IP_{1дБ}$ напрямую зависит от мощности сигнала гетеродина. В многоканальном приемнике сигнал гетеродина разветвляется для подачи на несколько приемных каналов. Усилитель сигнала гетеродина (УСГ) используется с целью уменьшения требуемой от внешнего гетеродина общей мощности сигнала и обеспечения развязки между каналами.

В статье представлены результаты разработки и экспериментального исследования СВЧ МИС двойного балансного смесителя диапазона 1–4,5 ГГц со

встроенным усилителем гетеродина на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS-технологии.

Структурная схема смесителя и технические требования

На рис. 1 приведена структурная схема разрабатываемого смесителя, которая состоит из двойного балансного смесительного ядра, СТ по входу ВЧ и гетеродину, а также дифференциального УСГ.

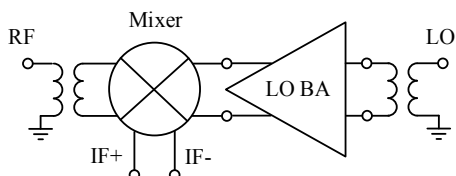


Рис. 1. Структурная схема разрабатываемого смесителя с интегрированным усилителем гетеродина

Технические требования к двойному баланвному смесителю для приемников L- и S-диапазонов приведены в таблице.

Технические требования к широкополосному двойному баланвному смесителю

№ п/п	Характеристики	Значения
1	Диапазон частот ВЧ, f_{RF} , ГГц	1–4,5
2	Диапазон частот ПЧ, f_{IF} , МГц	50–500
3	Коэффициент преобразования, G_C , дБ	≤ -10
4	Входная мощность (по сжатию коэффициента усиления на 1 дБ), $P_{1дБ}$, дБм	≥ 10
5	Коэффициенты отражения по входам ВЧ, ПЧ и гетеродину, дБ	≤ -10
6	Развязка ВЧ – ПЧ, RF – IF, дБ	≤ -30
7	Развязка гетеродин – ПЧ, LO – IF, дБ	≤ -40
8	Развязка гетеродин – ВЧ, LO – RF, дБ	≤ -40
9	Мощность гетеродина, P_{LO} , дБм	0...3
10	Потребление, В/мА	$5/\leq 100$ мА

Двойной балансный смеситель

В качестве СМ выбрана пассивная двойная балансная схема на основе КМОП-транзисторов [2, 3] (рис. 2), так как данная схема позволяет одновременно обеспечить хорошие значения подавления гетеродина и ВЧ-сигнала в тракте ПЧ и высокие значения входной мощности $P_{1дБ}$ (и, соответственно, уровня интермодуляций третьего порядка по входу IP_3) [4, 8]. Недостатком данной схемы являются наличие потерь преобразования, которые могут быть компенсированы при помощи УПЧ, а также большой уровень сигнала гетеродина $P_{LO} > 13$ дБм.

На рис. 2 представлена принципиальная схема разработанного СМ. На входе ВЧ-трансформатор Т1 обеспечивает от дифференциального тракта к несимметричному согласованию с сопротивлением тракта 50 Ом. Элементы R1, C4 и C5 выполняют функцию цепей согласования тракта гетеродина. Для снижения требований к гетеродину и улучшения согласования на затворы транзисторов через элементы R2, R3 и C5 подается напряжение смещения V_{gg} через активную регулируемую цепь питания.

Усилитель сигнала гетеродина

Для снижения требуемой мощности сигнала от внешнего гетеродина, особенно в случае многока-

нальных приемников, на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП-технологии был разработан УСГ. Одним из стандартных решений УСГ на основе кремниевых технологий является использование дифференциальной схемы, так как при таком включении снижается влияние эффекта «плохой земли» [4]. Для нормальной работы смесителя требуется мощность сигнала гетеродина 15 дБм, при этом выходную мощность $P_{1дБ}$ УСГ желательно обеспечить с запасом 2–3 дБм, чтобы уменьшить нелинейные искажения сигнала гетеродина и учесть потери при изготовлении МИС. Таким образом, требуемый коэффициент усиления УСГ составляет 15–16 дБ.

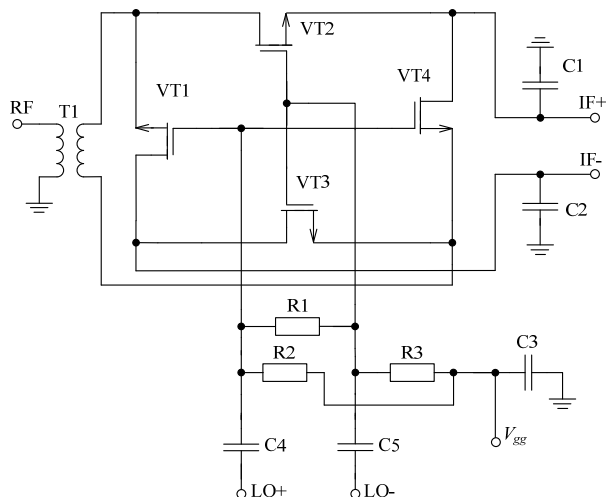


Рис. 2. Принципиальная схема двойного балансного смесителя на основе КМОП-транзисторов

На рис. 3, а приведена принципиальная схема дифференциального усилителя. С целью увеличения выходной мощности и коэффициента усиления была использована каскодная схема включения биполярных транзисторов [4, 5]. Обратная связь по напряжению, реализованная при помощи элементов R1, R6, C2 и C6, повышает устойчивость усилителя и выравнивает его коэффициент передачи, СТ на входе преобразует сигнал в дифференциальный и согласует с 50 Ом. Для увеличения выходной мощности была реализована схема сложения транзисторов, суммарный ток потребления составляет $I_{bias} = 80$ мА при напряжении питания 5 В, также реализована возможность регулировки тока в диапазоне от 50 до 100 мА.

Далее разработанный УСГ был присоединен к смесителю и произведена настройка значений элементов, разработана топология конечной ИС в среде Cadence, а также проведено ЭМ-моделирование в среде Momentum. На рис. 3, б приведена фотография изготовленной СВЧ МИС двойного балансного смесителя с интегрированным УСГ (размеры чипа $1,2 \times 2,1$ мм²).

Экспериментальное исследование двойного балансного смесителя зондовым способом

Измерения смесителя проводились при помощи 4-портового векторного анализатора цепей R&S ZVA40 и зондовой станции. Для снятия сигнала ПЧ

использовался GSGSG зонд и внешний СТ. На рис. 4, а приведены частотные характеристики коэффициента преобразования G_C в зависимости от мощности гетеродина ($P_{LO} = 0, -3, -6, -10$ дБм) при $f_{ПЧ} = f_{Гет} - f_{ВЧ} = 150$ МГц, $I_{bias} = 80$ мА. На рис. 4, б изображены коэффициенты отражения по входам ВЧ, ПЧ и гетеродину при тех же условиях. На рис. 4, в приведены зависимости развязок ВЧ – ПЧ, гетеродин – ПЧ и гетеродин – ВЧ в зависимости от частоты ВЧ-сигнала ($P_{LO} = 0$ дБм, $f_{ПЧ} = 150$ МГц).

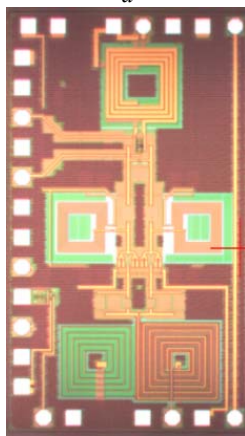
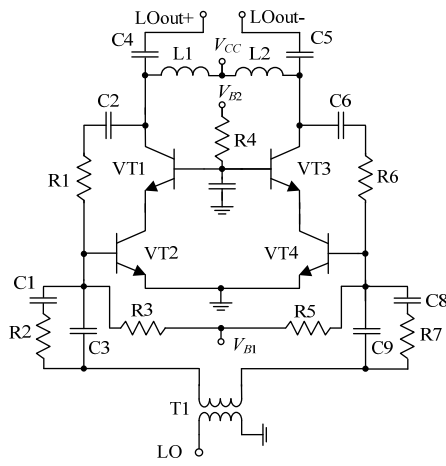


Рис. 3. Принципиальная схема дифференциального УСГ – а; фотография изготовленной СВЧ МИС смесителя с интегрированным УСГ ($1,2 \times 2,1$ мм²) – б

Измеренное значение уровня $P_{1дБ}$ по входу составляет 13–15 дБм, что соответствует $ИПЗ$ порядка 22–24 дБм.

Экспериментальное исследование двойного балансного смесителя в корпусе

Далее разработанная СВЧ МИС смесителя была помещена в пластиковый корпус QFN32, соединения входов микросхемы и корпуса осуществлялось при помощи золотой проволоочки на станции разварки. Для проведения измерений корпусированной СВЧ МИС смесителя была разработана тестовая плата на основе ламината Rogers (рис. 5). Для преобразования дифференциального выхода ПЧ сигнала был использован внешний трансформатор на ферритовом кольце.

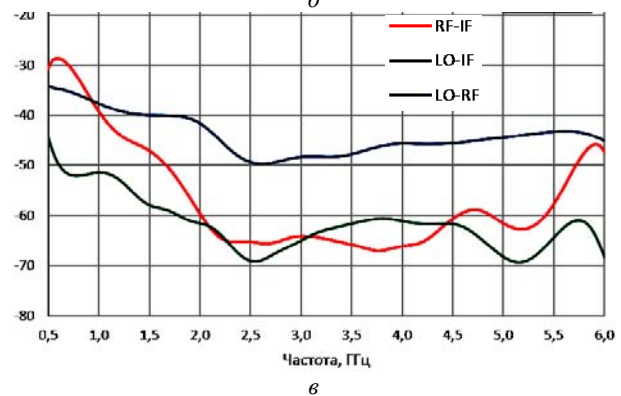
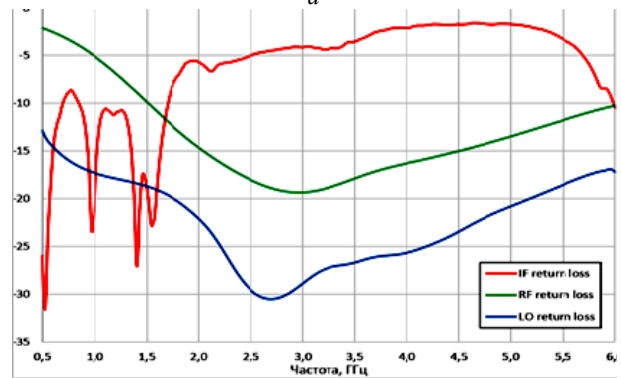
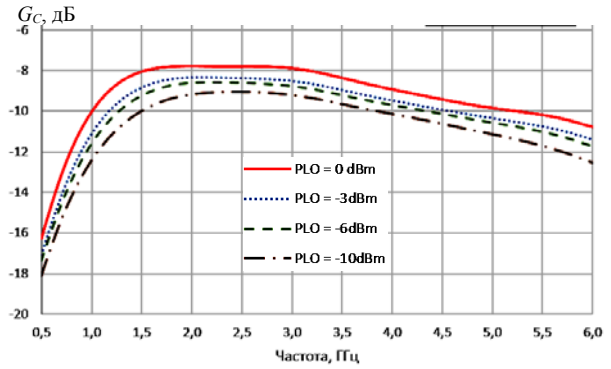


Рис. 4. Измеренные характеристики СВЧ МИС смесителя на зондовой станции: а – коэффициент преобразования G_C в зависимости от мощности гетеродина P_{LO} ; б – коэффициенты отражения по ВЧ, ПЧ и гетеродину; в – развязки ВЧ – ПЧ, гетеродин – ПЧ и гетеродин – ВЧ ($P_{LO} = 0$ дБм, $f_{ПЧ} = 150$ МГц, $I_{bias} = 80$ мА)

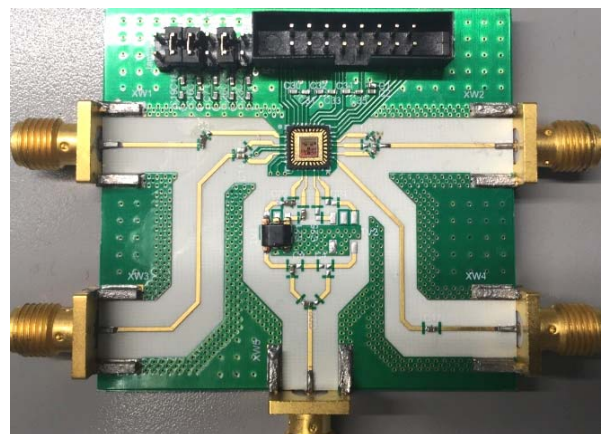
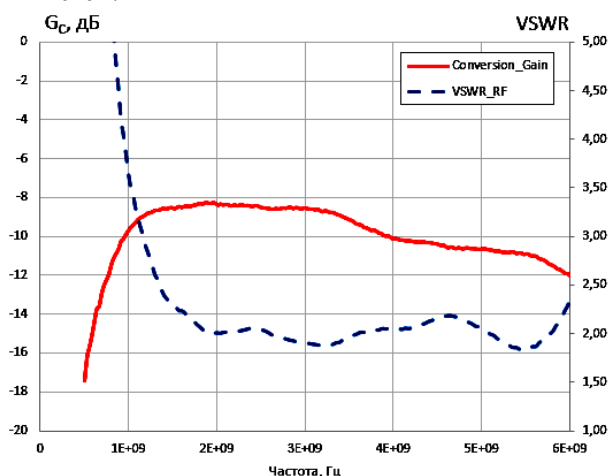


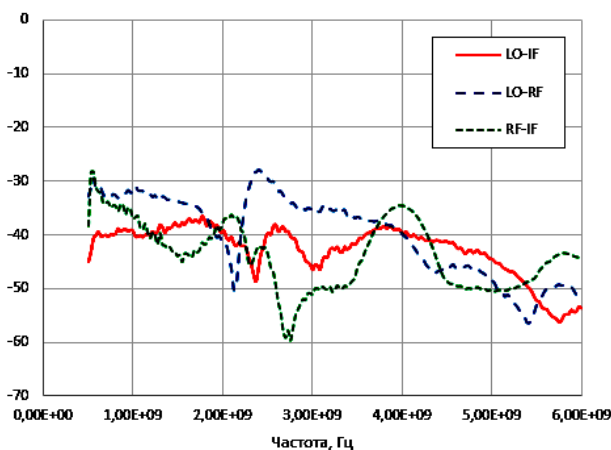
Рис. 5. Печатная плата на основе ламината Rogers для измерений смесителя с интегрированным УСГ

На рис. 6, а приведены частотные характеристики коэффициента преобразования G_C и КСВН по входу ВЧ при $f_{ПЧ} = 150$ МГц, $I_{bias} = 80$ мА, $P_{LO} = 0$ дБм. На рис. 6, б изображены зависимости развязок ВЧ – ПЧ, гетеродин – ПЧ и гетеродин – ВЧ в зависимости от частоты ВЧ-сигнала ($P_{LO} = 0$ дБм, $f_{ПЧ} = 150$ МГц).

Ухудшение коэффициента передачи в диапазоне 4–4,5 ГГц обусловлено потерями в тестовой плате, разъемах и корпусе. Ухудшение уровня развязок происходит из-за заземления СВЧ МИС через золотую проволочку, таким образом, через дополнительную паразитную индуктивность происходит просачивание нежелательных сигналов. Решением является использование дополнительных падов для заземления (тем самым уменьшая эквивалентную индуктивность) либо использование дифференциальных схем.



а



б

Рис. 6. Измеренные характеристики СВЧ МИС смесителя на тестовой плате: а – коэффициент преобразования G_C и КСВН по входу ВЧ; б – развязки ВЧ – ПЧ, гетеродин – ПЧ и гетеродин – ВЧ ($P_{LO} = 0$ дБм, $f_{ПЧ} = 150$ МГц, $I_{bias} = 80$ мА)

Заключение

В статье приведены результаты разработки и экспериментального исследования универсальной широкополосной (диапазон 1–4,5 ГГц) СВЧ МИС двойного балансного смесителя с интегрированным УСГ на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS-технологии.

Разработанная СВЧ МИС согласно зондовым измерениям обладает следующими характеристиками: частотный диапазон ВЧ 1–4,5 ГГц, диапазон ПЧ 50–500 МГц, коэффициент преобразования G_C не более –10 дБ; требуемая мощность гетеродина –6–0 дБм, коэффициент отражения по входам ВЧ, ПЧ и гетеродина не более –10 дБ; развязки ВЧ – ПЧ, гетеродин – ПЧ и гетеродин – ВЧ не хуже –40 дБ; уровень входной мощности по уровню 1 дБ $IP_{1дБ}$ более 13 дБм; потребление 80 мА при напряжении питания 5 В; размер чипа 1,2×2,1 мм².

Корпусированный вариант СВЧ МИС смесителя обладает полосой 1–4 ГГц; диапазон ПЧ до 500 МГц; коэффициент преобразования G_C не более –10 дБ; развязки ВЧ – ПЧ и гетеродин – ПЧ не хуже –35 дБ; развязка гетеродин – ВЧ составляет порядка –30 дБ.

Работа выполнялась при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ. Уникальный идентификатор 8.4029.2017/4.6.

Литература

1. Maas S.A. Nonlinear Microwave and RF circuits. Second edition. – USA: Artech House, 2003. – 267 p.
2. Chen J.-H. et al. A 15–50 GHz broadband resistive FET ring mixer using 0.18 um CMOS technology // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT). – 2010 (May). – P. 784–787.
3. Kokolov A.A., Salnikov A.S., Sheyerman F.I. et al. Broadband Double-Balanced SiGe BiCMOS Mixer With Integrated Asymmetric Baluns // IEEE. Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). – Omsk., Nov. 2017.
4. Zehir S., Dinc T., Gurbuz Y. Compact X-band SiGe power amplifier for single-chip phased array radar application // IET Microwave, Antennas & Propagation. – 2012. – Vol. 6, Iss. 8. – P. 956–961.
5. Kokolov A.A., Babak L.I., Zhabin D.A., Sheyerman F.I. Genetic-algorithm-based synthesis of differential amplifiers with complex-impedance terminations // Asia-Pacific Microwave Conference, APMC 2017. – Proceedings. – Nov. 2017. – P. 399–401.

Коколов Андрей Александрович

Канд. техн. наук, с.н.с. ЛИКС, доцент каф. КСУП
Эл. почта: kokolovaa@gmail.com

Шеерман Федор Иванович

Канд. техн. наук, зав. лаб. ЛИКС, доцент каф. КСУП
Эл. почта: fish@kcup.tusur.ru

Бабак Леонид Иванович

Д-р техн. наук, профессор каф. КСУП
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

Дроздов Алексей Викторович

М.н.с. ЛИКС, аспирант каф. СВЧМКР
Эл. почта: dravict@gmail.com

А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев, Е.А. Шутов

Проектирование широкополосного буферного усилителя диапазона 8–12 ГГц на основе 0,13 мкм БикМОП-технологии

Представлены результаты разработки широкополосного буферного усилителя диапазона 8–12 ГГц. В рабочей полосе усилитель обладает малым коэффициентом шума (<4 дБ), коэффициенты отражения по входу и выходу не превышают –10 дБ. Коэффициент усиления БУ не менее 10 дБ. Схема выполнена по 0,13 мкм SiGe BiCMOS-технологии. Площадь кристалла составляет 0,49 мм².

Ключевые слова: СВЧ-усилитель; СВЧ-монокристаллическая интегральная схема; буферный усилитель; коэффициент устойчивости; коэффициент шума; SiGe-технологии; INP SG13; визуальное проектирование; САПР; электромагнитное моделирование.

SiGe-технологии становятся хорошим выбором для изготовления аналоговых монокристаллических интегральных схем СВЧ-диапазона и особенно систем на кристалле, где совместно с радиотрактом находится цифровая часть управления и обработки сигналов. Хорошо развитый техпроцесс с минимальными технологическими нормами позволяет выполнять микросхемы с высокой степенью интеграции, сократить размеры микросхем, снизить энергопотребление, повысить быстродействие, уменьшить процент брака с пластины и в итоге снизить цену конечного продукта (в сравнении с GaAs- и InP-структурами) [1].

Представлены результаты проектирования однокаскадного БУ для частотного диапазона 8–12 ГГц. БУ выполнен в виде монокристаллической интегральной микросхемы (МИС) на основе SG13 BiCMOS-технологии фирмы INP (рис. 1).

Цель проделанной работы сводилась к проектированию СВЧ БУ для системы АФАР по комплексу требований к его характеристикам в широкой полосе частот.

Требования, предъявляемые к усилителю:

- рабочая полоса частот от 8 до 12 ГГц;
- коэффициент усиления не менее 10 дБ;
- коэффициенте шума не более 4 дБ;
- согласование по входу с нагрузкой 50 Ом не хуже –10 дБ;
- согласование по выходу с нагрузкой 50 Ом не хуже –10 дБ;
- выходная мощность не менее 10 дБм.

Проектирование усилителя

Каскадный усилитель – усилитель, содержащий два активных элемента, первый из которых для малого сигнала включен по схеме с общим эмиттером (истоком), а второй – по схеме с общей базой (затвором).

Каскадный усилитель обладает повышенной стабильностью работы и малой входной и проходной ёмкостью.

Наиболее часто применяется комбинация ОЭ (с общим истоком (ОИ)) – ОБ (общим затвором (ОЗ)). Это так называемая каскод-последовательная схема. Поскольку входное сопротивление каскада ОЗ пренебрежимо мало по сравнению с выходным сопротивлением предыдущего каскада, то можно считать,

что каскод ОИ (в цепи стока которого находится каскод ОЗ) работает в режиме короткого замыкания на выходе для малого сигнала. При этом каскод обеспечивает усиление как идеализированный каскод ОИ, в котором этот воображаемый транзистор имеет очень большое истоковое сопротивление, иначе говоря, коэффициент усиления каскода при прочих равных условиях выше, чем у реального каскада ОИ.

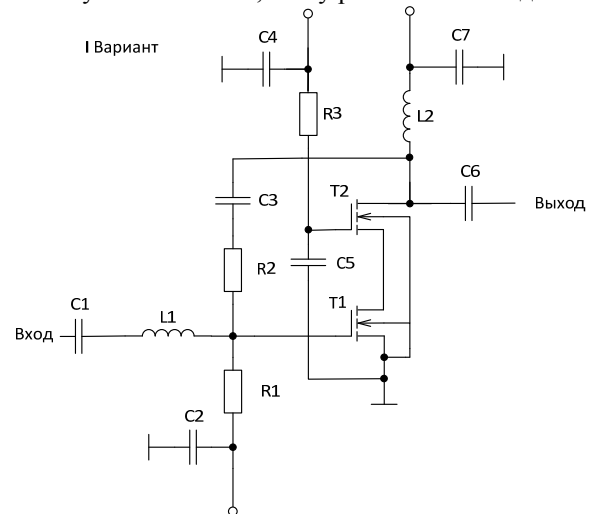


Рис. 1. Принципиальная схема БУ

Главной особенностью каскода является то, что его выход развязан от стока усилительного транзистора и изменение нагрузки не влияет на коэффициент усиления. Следствием изолирования цепи истока ОИ с помощью каскада ОЗ является уменьшение входной ёмкости, а значит, увеличение входного сопротивления на высоких частотах (увеличение частотного диапазона каскода по сравнению с ОИ). Кроме того, действие ОЗ в каскаде приводит к резкому ослаблению обратной связи с выхода на вход усилителя через проходную ёмкость.

Усилитель не нуждается в дополнительных цепях согласования и прост в реализации, содержит три цепи питания для более гибкой настройки в лабораторных условиях. Ширина затвора транзистора 100 мкм.

Цепь обратной связи охватывает каскод и используется для коррекции АЧХ и стабилизации усилительной ячейки.

На сток полевого транзистора T2 подаётся 2,4 В, на затвор – 2,4 В, на затвор полевого транзистора T1 подаётся 1,1 В. Питание можно увеличивать до 2,6 В. Результаты ЭМ-анализа представлены на рис. 2–4.

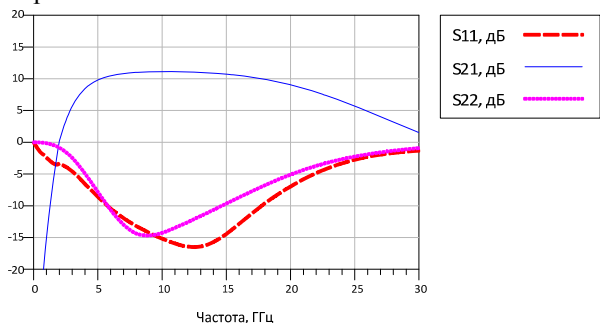


Рис. 2. S-параметры БУ

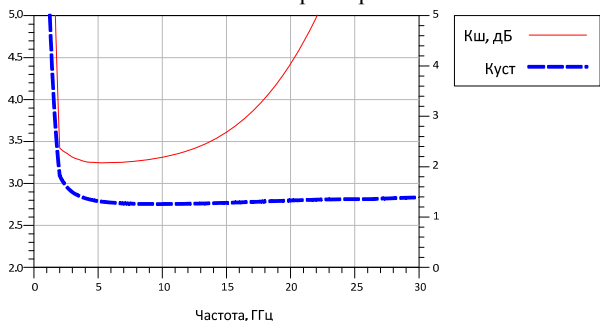


Рис. 3. Коэффициент устойчивости и шума

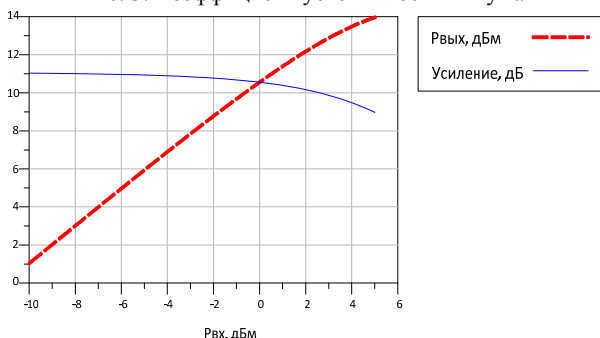


Рис. 4. Зависимость усиления и выходной мощности от входной

Параметры спроектированного БУ

Δf , ГГц	G , дБ	N , дБ	$ S_{11} $, дБ	$ S_{22} $, дБ	k
8–12	11	3,2–3,3	≤ -10	≤ -10	> 1

На рис. 5 представлена топология БУ, спроектированного в среде Cadence. Размеры разработанных кристаллов 700×700 мкм.

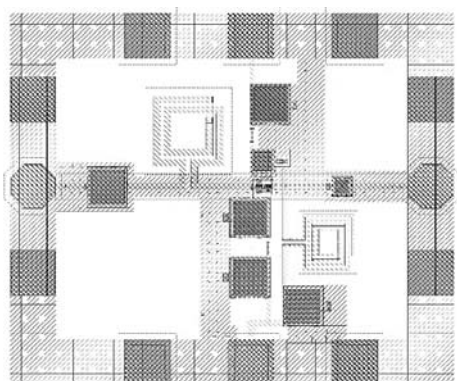


Рис. 5. Топология кристалла МИС усилителя

Заключение

Авторы, используя методы проектирования на 0,13 мкм SiGe BiCMOS-технологии, разработали топологию широкополосного буферного усилителя с полосой рабочих частот 8–12 ГГц. По результатам расчета, данный БУ отвечает всему комплексу требований к его характеристикам.

Литература

1. Бидненко Ю.Н., Жабин Д.А., Помазанов А.В., Коряковцев А.С. Проектирование монолитного широкополосного малошумящего усилителя диапазона 15–30 ГГц по SiGe BiCMOS-технологии.
2. Babak L.I. Interactive «visual» design of matching and compensation networks for microwave active circuits / L.I. Babak, M.V. Cherkashin // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. – 2001. – Vol. 3. – P. 2095–2098.
3. Жабин Д.А. Методика автоматизированного синтеза согласующе-корректирующих цепей по областям допустимых значений иммитанса / Д.А. Жабин, Л.И. Бабак. – В наст. сборнике.
4. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ: учеб. пособие / Г.И. Веселов, Е.Н. Егорова, Ю.Н. Алехин и др.; под ред. Г.И. Веселова. – М.: Высш. школа, 1988. – 280 с.
5. Матей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. – Ч. 1 / пер. с англ.; под ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнира. – М.: Связь, 1971. – 439 с.
6. Бабак Л.И. «Визуальное» проектирование двухкаскадного монолитного малошумящего усилителя X-диапазона / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Ф.И. Шеерман, А.А. Баров // 17-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрымИКо 2007). – Севастополь: Вебер, 2007. – Т. 1. – С. 101–109.

Помазанов Алексей Владимирович
 Магистрант 2-го курса каф. ТОР ТУСУРа
 Эл. почта: pomazanov-95@mail.ru

Коряковцев Артём Сергеевич
 Магистрант 2-го курса каф. ТОР ТУСУРа
 Эл. почта: tintartyom@mail.ru

Шутов Евгений Александрович
 Магистрант 2-го курса каф. КСУП ТУСУРа
 Эл. почта: shutov_ea@bk.ru

Е.А. Шутов, А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев

Проектирование цифрового перестраиваемого 6-битного аттенюатора диапазона частот 8–12 ГГц на основе 0,13 мкм БиКМОП-технологии

Представлены результаты проектирования цифрового перестраиваемого 6-битного аттенюатора диапазона частот 8–12 ГГц. В рабочем диапазоне частот аттенюатор коэффициентов отражения по входу и выходу не более –11 дБ. Аттенюатор выполнен по 0,13 мкм SiGe BiCMOS-технологии. Площадь кристалла аттенюатора составляет 0,92 мм².

Ключевые слова: цифровой аттенюатор, коэффициент отражения, ослабление, среднеквадратичное отклонение, SiGe-технологии, IHP SG13, САПР, электромагнитное моделирование.

SiGe-технологии становятся хорошим выбором для изготовления аналоговых монолитных интегральных схем СВЧ-диапазона и особенно систем на кристалле, где совместно с радиотрактом находится цифровая часть управления и обработки сигналов. Хорошо развитый техпроцесс с минимальными технологическими нормами позволяет выполнять микросхемы с высокой степенью интеграции, сократить размеры микросхем, снизить энергопотребление, повысить быстродействие, уменьшить процент брака с пластины и в итоге снизить цену конечного продукта (в сравнении с GaAs- и InP-структурами) [1].

Аттенюаторы – это пассивные устройства, использующиеся для ослабления сигнала, например, для уменьшения высокого уровня сигнала генератора для обеспечения низкого уровня, необходимого для подачи на антенный вход чувствительного радиоприемника.

Цифровой аттенюатор имеет особенность как последовательного, так и параллельного управления посредством драйвера.

В статье представлены результаты проектирования цифрового аттенюатора (ЦАТТ) диапазона частот 8–12 ГГц. ЦАТТ выполнен на основе 0,13 мкм SiGe BiCMOS-технологии фирмы IHP.

Целью данной работы является проектирование ЦАТТ, удовлетворяющего комплексу характеристик.

Требования к ЦАТТ:

- диапазон рабочих частот от 8 до 12 ГГц;
- разрядность 6 бит;
- СКО по амплитуде не более 0,3;
- согласование по входу с нагрузкой 50 Ом не хуже –10 дБ;
- согласование по выходу с нагрузкой 50 Ом не хуже –10 дБ;

Проектирование аттенюатора

Самые распространенные типы ячеек аттенюаторов – это ячейки типа Т и П. В качестве составляющих аттенюатора выбрана схема с использованием ячеек Т-типа (рис. 1, а) и ячеек с одним транзистором (рис. 1, б). Транзисторы в ячейках являются управляющими элементами.

В ячейках Т-типа (см. рис. 1, а) управление осуществляется двумя напряжениями V_{ctrl} и $\overline{V_{ctrl}}$, а в

ячейке с одним транзистором (см. рис. 1, б) – напряжением $\overline{V_{ctrl}}$. Управляющее напряжение составляет 1,2 В. Звено Т-типа при напряжении $V_{ctrl} = 1,2$ В, а $\overline{V_{ctrl}} = 0$ В находится в опорном состоянии, и ячейка считается выключенной, т.е. ослабление не происходит. Для комбинации напряжений $V_{ctrl} = 0$ В, а $\overline{V_{ctrl}} = 1,2$ В звено работает в режиме ослабления. В звене с одним транзистором напряжение $V_{ctrl} = 0$ соответствует опорному состоянию, а напряжение $\overline{V_{ctrl}} = 1,2$ В – состоянию ослабления. В ячейках присутствуют компенсирующие ёмкости C_{comp} , которыми корректируется наклон АЧХ для каждого опорного состояния аттенюатора.

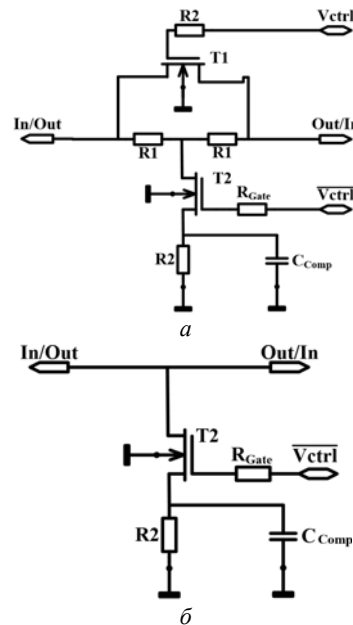


Рис. 1. Ячейка Т-типа – а; ячейка с одним транзистором – б

Последовательность расположения ячеек аттенюатора обусловлена достижением наилучшего согласования по входу и выходу. Ячейки с ослаблением 0,5 и 1 дБ выполнены с применением одного транзистора, это необходимо для того, чтобы достичь меньших потерь аттенюатора в опорном состоянии. Ячейки 8, 4, 16, 2 дБ выполнены по Т-типу.

Результаты электромагнитного моделирования представлены на рис. 2–4.

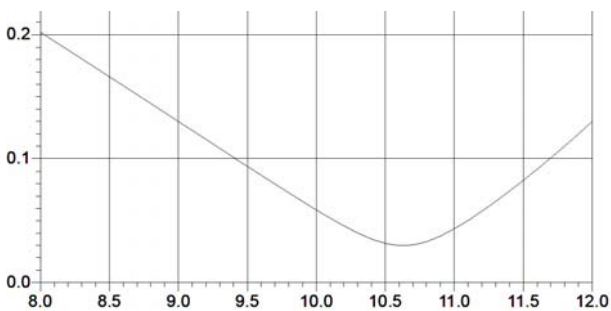


Рис. 2. SKO для всех состояний

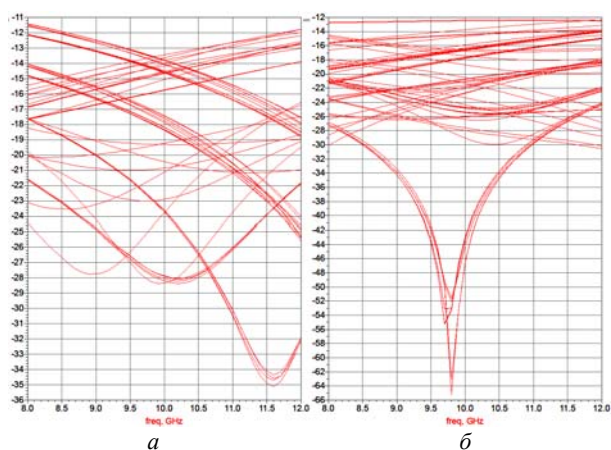


Рис. 3. S_{11} для всех состояний аттенюатора – а; S_{22} для всех состояний аттенюатора – б

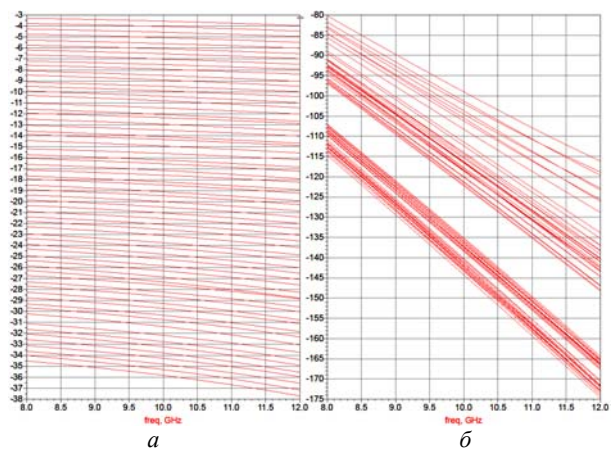


Рис. 4. S_{21} для всех состояний аттенюатора – а; S_{21} по фазе для всех состояний аттенюатора – б

Параметры цифрового аттенюатора

Δf , ГГц	$ S_{11} $, дБ	$ S_{22} $, дБ	ΔA , дБ	n , бит	Размер, мм ²
8–12	≤ -10	≤ -10	$< 0,2$	6	1,15×0,8

Топология разработанного аттенюатора представлена на рис. 5.

В разработанной топологии предусмотрено два вида управления. Первый вариант позволяет управлять ячейками напрямую через одиннадцать контактных площадок. Второй вариант позволяет управлять аттенюатором с помощью драйвера.

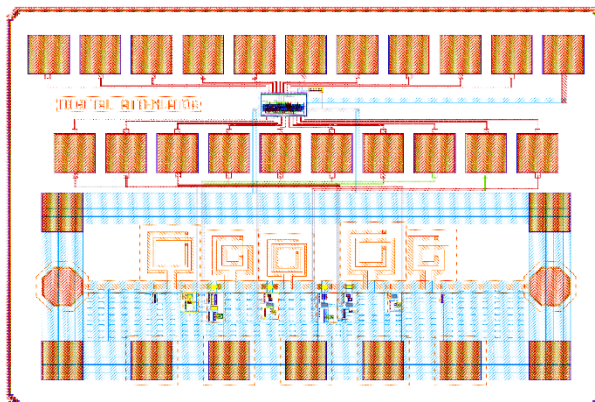


Рис. 5. Топология разработанного аттенюатора

Заключение

По результатам проделанной научной работы, используя методы визуального проектирования, разработана топология монолитной интегральной схемы цифрового перестраиваемого 6-битного аттенюатора, соответствующего всем требуемым техническим характеристикам. Диапазон рабочих частот 8–12 ГГц; коэффициенты отражения от входа и выхода не превышают значение –10 дБ; количество бит составляет 6; SKO по амплитуде не превышает 0,2 дБ. Габаритные размеры кристалла составляют 1,15×0,8 мм.

Литература

1. Бидненко Ю.Н., Жабин Д.А., Помазанов А.В., Коряковцев А.С. Проектирование монолитного широкополосного маломощного усилителя диапазона 15–30 ГГц по SiGe BiCMOS-технологии.
2. Babak L.I. Interactive «visual» design of matching and compensation networks for microwave active circuits / L.I. Babak, M.V. Cherkashin // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. – 2001. – Vol. 3. – P. 2095–2098.

Шутов Евгений Александрович
 Магистрант 2-го курса каф. КСУП ТУСУРа
 Эл. почта: shutov_ea@bk.ru

Помазанов Алексей Владимирович
 Магистрант 2-го курса каф. ТОР ТУСУРа
 Эл. почта: pomazanov-95@mail.ru

Коряковцев Артём Сергеевич
 Магистрант 2-го курса каф. ТОР ТУСУРа
 Эл. почта: tintartyom@mail.ru

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

Председатель секции – **Троян Павел Ефимович**, д.т.н., профессор,
проректор по учебной работе ТУСУРа, зав. каф. ФЭ

УДК 621.396.41

А.А. Чиняков, В.В. Сохорева

Определение глубинного профиля концентрации водорода и дейтерия с помощью методики ядер отдачи

Представлены результаты исследований пленок с помощью методики ядер отдачи. Был определен глубинный профиль распределения водорода и дейтерия в твердых телах с помощью ядер отдачи. Было выяснено, что совместное использование методик резерфордовского обратного рассеяния и ядер отдачи позволяет определять глубинный профиль распределения всех элементов в образце.

Ключевые слова: метод ядер отдачи, профиль концентрации, водород, дейтерий.

Присутствие водорода и дейтерия оказывает существенное влияние на свойства многих конструкционных материалов. Развитие радиационного материаловедения и полупроводниковой технологии привело к необходимости разработки методов контроля как содержания, так и глубинного распределения водорода в различных твердотельных структурах. Неразрушающие методы быстрого анализа, основанные на использовании моноэнергетических пучков ускоренных ионов с энергией в несколько МэВ, позволяют решать широкий круг задач [1]. Однако для определения водорода нельзя использовать многоэлементные методы резерфордовского обратного рассеяния и характеристического рентгеновского излучения, возбуждаемого ионами. С этой целью была разработана так называемая методика ядер отдачи [2].

Целью настоящей работы является определение глубинного профиля распределения водорода и дейтерия с помощью методики ядер отдачи.

Описание методик резерфордовского обратного рассеяния и ядер отдачи

В основе метода ядер отдачи лежит физический принцип, идентичный таковому в методе РОР. Отличие состоит в том, что в методе ЯО аналитический сигнал получается в результате регистрации ядер, выбитых из поверхностных слоев анализируемого объекта. Ядра отдачи движутся в переднюю полусферу. Метод ЯО используется для неразрушающего анализа и исследования глубинного профиля распределения легких элементов, например водорода и дейтерия, в тяжелой матрице. В диапазоне легких ядер сечение взаимодействия приблизительно зависит только от параметров налетающих ионов и пропорционально Z_1/E_0 (где Z_1 , E_0 – заряд и энергия налетающих ионов). Это обстоятельство позволяет опре-

делять полные профили легких элементов одновременно. Ионы пучка должны быть более массивными по сравнению с выбитыми ядрами и обладать энергией до 3 МэВ [3].

На рис. 1 приведена схема эксперимента по регистрации ядер отдачи [3].

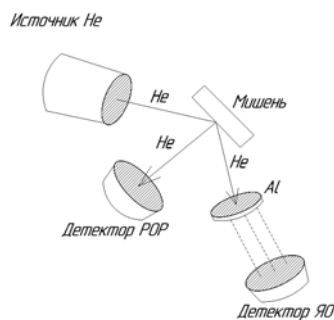


Рис. 1. Схема эксперимента по резерфордовскому обратному рассеянию

Как видно из схемы эксперимента, в данном случае одновременно регистрируются спектры резерфордовского обратного рассеяния и ядер отдачи от одного и того же образца. Когда ускоренные частицы He бомбардируют образец, то часть из них рассеивается под большим углом и попадает на детектор РОР, позволяя тем самым определить глубинные профили тяжелых элементов образца, а часть частиц выбивает из образца под малым углом ядра легких элементов, таких как водород и дейтерий. Ионы He рассеиваются под углом наблюдения ядер отдачи с большой интенсивностью, поскольку сечение рассеяния для этого угла довольно большое. Для того чтобы избавиться от рассеянных ионов He, перед детектором ЯО помещена алюминиевая пластина, в структуре которой ионы He полностью по-

глощаются, а выбитые из мишени ядра водорода и дейтерия теряют только часть своей энергии. Таким образом, детектор ЯО регистрирует спектр только выбитых из мишени ядер отдачи [4].

Определение глубинного профиля распределения водорода

С целью отработки методики определения глубинного профиля распределения водорода были одновременно сняты спектры РОР и ЯО поверхностного слоя кремния с некоторым количеством легких примесей. После снятия экспериментальных спектров было обнаружено, что поверхностный слой содержит некоторое количество водорода и других легких примесей, концентрацию которых необходимо определить. На рис. 2 представлен спектр РОР данного образца.

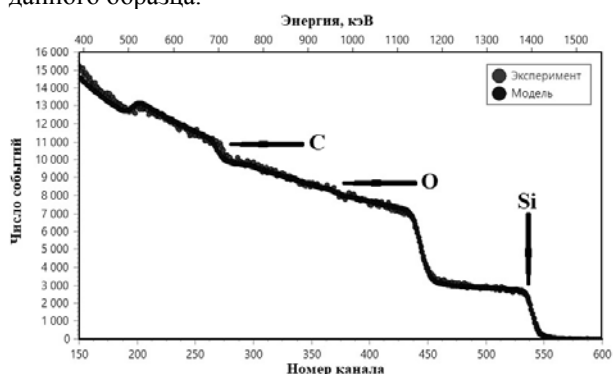


Рис. 2. Спектр РОР поверхностного слоя кремния, содержащего легкие элементы

Спектр ЯО, представленный на рис. 3, показывает глубинный профиль распределения водорода в образце.

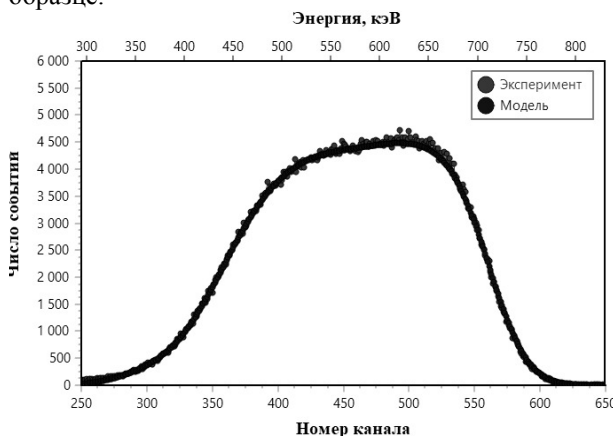


Рис. 3. Спектр ЯО поверхностного слоя кремния, содержащего легкие элементы

Для описания экспериментальных спектров использовалась модель из 3 слоев. Окончательная модель образца, представленная в табл. 1, была получена путем совместной обработки обоих спектров в программе SIMNRA.

На основании полученной модели был построен глубинный профиль концентрации всех элементов в образце (рис. 4).

На рис. 5 представлен глубинный профиль концентрации водорода в образце.

Таблица 1

Модель для описания экспериментального спектра

Номер слоя	Толщина слоя, $\square 10^{15}$ ат/см ²	Элементы слоя	
		Элемент	Концентрация (%)
1	100	H	45
		C	40
		O	5
		Si	10
2	2370	H	30
		C	38
		O	5
		Si	27
3	130	H	20
		C	30
		Si	50
4	10000	Si	

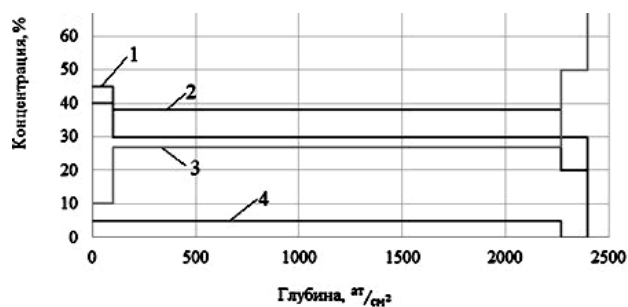


Рис. 4. Профиль концентрации всех элементов в образце: 1 – H; 2 – C; 3 – Si; 4 – O

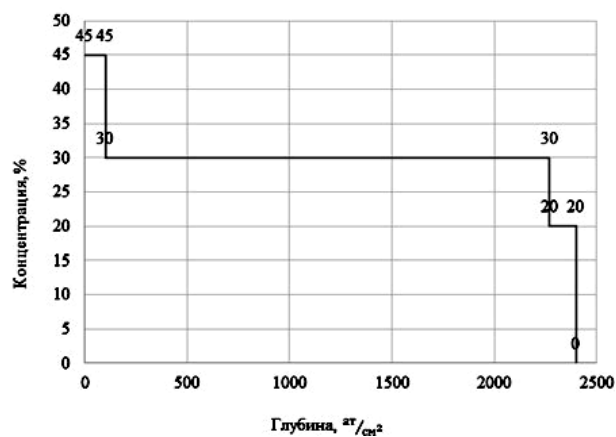


Рис. 5. Глубинный профиль концентрации водорода в образце

Из профиля концентрации водорода в образце видно, что его концентрация на поверхности составляет 45%, от 100 до 2300 ат/см² составляет 30%, на глубине более 2300 ат/см² уменьшается до нуля.

Определение глубинного профиля распределения водорода и дейтерия

Дейтерий – стабильный изотоп водорода с атомной массой, равной 2. Его присутствие оказывает существенное влияние на свойства многих конструкционных материалов. Поэтому актуальной является задача по определению процентного содержания дейтерия в твердом теле.

С целью отработки методики определения глубинного профиля распределения водорода и дейтерия были одновременно сняты спектры РОР и ЯО поверхностного слоя кремния с некоторым количе-

ством легких примесей. После снятия экспериментальных спектров было обнаружено, что поверхностный слой содержит некоторое количество водорода и других легких примесей, концентрацию которых необходимо определить. На рис. 6 представлен спектр POP данного образца.

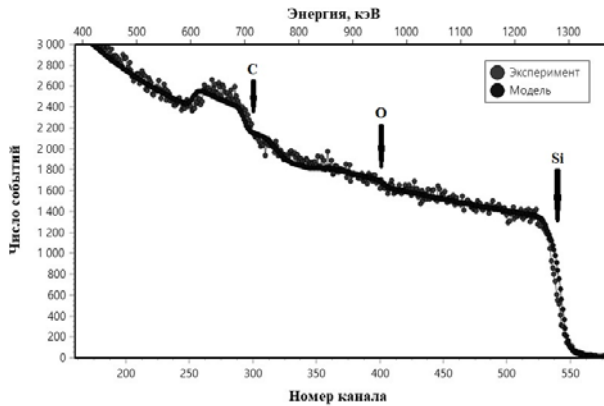


Рис. 6. Спектр POP поверхностного слоя кремния, содержащего легкие элементы

Спектр ЯО, представленный на рис. 7, показывает глубинный профиль распределения водорода в образце.

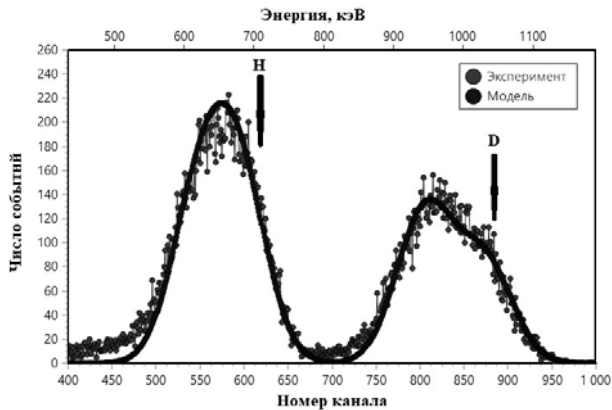


Рис. 7. Спектр ЯО поверхностного слоя кремния, содержащего легкие элементы

Для описания экспериментальных спектров использовалась модель из 4 слоев. Окончательная модель образца, представленная в табл. 2, была получена путем совместной обработки обоих спектров в программе SIMNRA.

На основании полученной модели был построен глубинный профиль концентрации всех элементов в образце (рис. 8).

На рис. 9 представлен глубинный профиль концентрации водорода и дейтерия в образце.

Из профиля концентрации водорода в образце видно, что его концентрация на поверхности составляет 24%, от 2600 до 2800 ат/см² – 40%, на глубине от 2800 до 3000 ат/см² – 30%, далее на глубине от 3000 до 6600 ат/см² уменьшается до 15%, после чего уменьшается до нуля.

Из профиля концентрации дейтерия в образце видно, что его концентрация на поверхности составляет 54%, от 2600 до 2800 ат/см² – 34%, на глубине

от 2800 до 3000 ат/см² – 36%, далее на глубине от 3000 до 6600 ат/см² уменьшается до 20%, после чего уменьшается до нуля.

Таблица 2

Модель для описания экспериментального спектра

Номер слоя	Толщина слоя, $\square 10^{15}$ ат/см ²	Элементы слоя	
		Элемент	Концентрация, %
1	2600	C	18,5
		O	3
		H	24,4963
		D	54,037
2	200	C	5
		O	3
		Si	18
		H	39,994
3	200	D	34,006
		C	1
		O	3
		Si	40
4	3600	H	29,9955
		D	26,0045
		Si	65
		H	14,9978
5	7000	D	20,0023
		Si	100

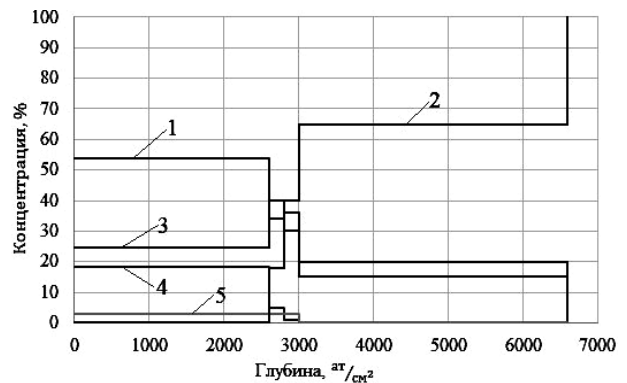


Рис. 8. Профиль концентрации всех элементов в образце: 1 – D; 2 – Si; 3 – H; 4 – C; 5 – O

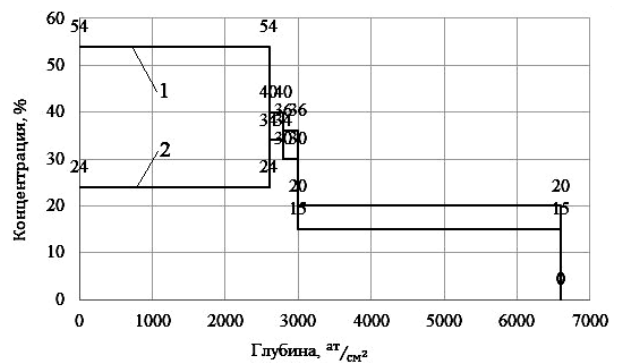


Рис. 9. Глубинный профиль концентрации водорода в образце: 1 – D; 2 – H

Таким образом, совместное использование методик POP и ЯО позволило определить глубинные профили концентрации всех элементов в образцах.

Заключение

Так в рамках проведенной работы была отработана методика определения концентрационного глу-

бинного профиля водорода и дейтерия в твердых телах с использованием программы SIMNRA. Также было выяснено, что:

1) кинематические границы элементов мишени располагаются по мере увеличения атомной массы этих элементов периодической системы слева направо, т.е. тяжелые элементы располагаются правее, а легкие – левее;

2) совместное использование методик POP и ЯО позволяет исследовать все элементы периодической системы, начиная с водорода и заканчивая тяжелыми элементами с атомными концентрациями менее 1%.

Благодарности

Авторы статьи выражают благодарность коллективу ЛНФ ОИЯИ за предоставленное оборудование для экспериментов. Отдельная благодарность выражается старшему научному сотруднику ЛНФ ОИЯИ Кобзеву Александру Павловичу за помощь в организации и обработке результатов экспериментов.

Литература

1. Азаренков Н.А. Ядерно-физические методы в материаловедении: учеб. пособие / Н.А. Азаренков, В.Г. Ки-

риченко, В.В. Левенец, И.М. Неклюдов. – Харьков: ХФТИ им. Каразина, 2013. – 54 с.

2. Физические основы метода резерфордовского обратного рассеяния [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfiles.net/preview/5828550/page/6/>

3. Определение водорода методом протонов отдачи [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.iaea.org/inis/collection/NCLCollectionStore/29/006/29006364.pdf>

4. Генератор Ван де Граафа: Техника и человек [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://zewerok.ru/generator-van-de-graafa/>

Чиняков Алексей Александрович

Магистрант 2-го года обучения
каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа
Эл. почта: alexeychinyakov@gmail.com

Сохорева Валентина Викторовна

Канд. физ.-мат. наук Инженерной школы
ядерных технологий (ИЯТШ) НИ ТПУ
Эл. почта: sokhoreva@tpu.ru

УДК 621.396.41

А.А. Чиняков, В.В. Сохорева

Исследование толщины и элементного состава пленок с помощью методики резерфордовского обратного рассеяния

Представлены результаты исследований пленок с помощью методики резерфордовского обратного рассеяния. Был разработан алгоритм определения толщины пленок с помощью методики резерфордовского обратного рассеяния. Также была разработана методика определения элементного состава пленок с использованием программы SIMNRA.

Ключевые слова: известный состав, неизвестный состав, тонкие пленки, резерфордовское обратное рассеяние.

В настоящее время для исследования состава и свойств поверхности твердого тела широко применяются пучки быстрых ионов. Для аналитических целей используются как рассеяние ионов, так и вторичные процессы, происходящие при взаимодействии ионов с атомами исследуемого вещества. Эти методы позволяют производить неразрушающий анализ элементного состава и структуры образца в приповерхностной области. Это делает их незаменимыми при решении ряда практических задач, связанных с модификацией свойств твердых тел в приповерхностной области, например при изучении модификации структуры кристаллических материалов [1].

Целью настоящей работы является исследование толщины и элементного состава пленок с помощью методики резерфордовского обратного рассеяния.

Описание методики резерфордовского обратного рассеяния

Ядерно-физический метод исследования твердых тел, так называемый метод обратного резерфордовского рассеяния (РОР), основан на применении физического явления – упругого рассеяния ускоренных частиц, например ионов He, на большие углы при их взаимодействии с ядрами вещества. Этот метод достаточно давно применяется в ядерной физике для определения состава мишеней с помощью анализа энергетических спектров обратнорассеянных частиц. Аналитические возможности резерфордовского рассеяния легких частиц широко используются в различных областях физики и техники [2].

На рис. 1 показана упрощенная схема установки РОР [2].

Пучок ускоренных заряженных частиц массой M_1 порядковым номером Z_1 в периодической систе-

ме и энергией E_0 падает на поверхность объекта исследования 3, состоящего из элементов, масса и порядковый номер атомов которых M_2 и Z_2 соответственно. Ионы в пучке рассеиваются на атомах мишени на большие углы 5, что приводит к выходу из мишени рассеянных частиц 6. Количество рассеянных ионов, покинувших мишень в пределах телесного угла детектора, определяемого его входным отверстием, а также их энергия регистрируются детектором 7, что показано на рис. 4.2 в [2].

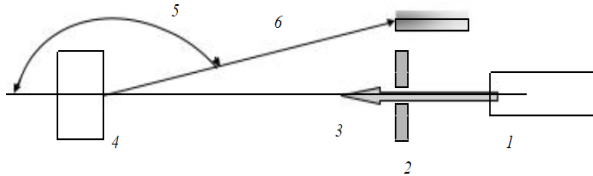


Рис. 1. Схема эксперимента по резерфордскому обратному рассеянию: 1 – ускоритель; 2 – коллиматор; 3 – пучок быстрых заряженных частиц; 4 – мишень; 5 – угол рассеяния; 6 – рассеянные частицы; 7 – детектор ядерных частиц

Описание конструкции, характеристик и принципа работы электростатического генератора ЭГ-5

Исследования, выполненные в рамках представленной работы, проводились с помощью электростатического генератора ЭГ-5, расположенного в г. Дубна в ЛНФ ОИЯИ (лаборатории нейтронной физики объединенного института ядерных исследований). Конструктивно ЭГ-5 представляет собой генератор Ван де Граафа, схематическое изображение которого представлено на рис. 2 [3].

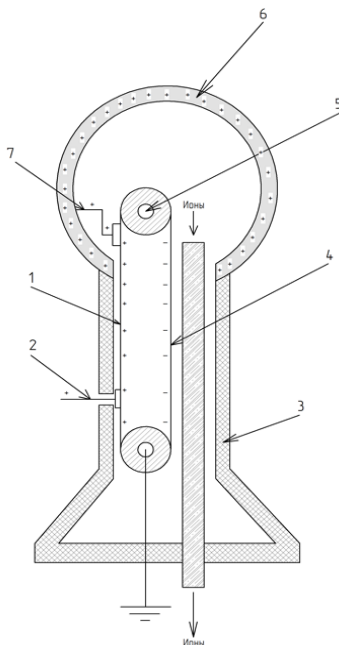


Рис. 2. Конструкция ЭГ-5:

1 – участок ленты с положительными зарядами; 2 – щетка для переноса заряда с высоковольтного источника; 3 – колонна; 4 – участок ленты с отрицательными зарядами; 5 – диэлектрический шкив; 6 – металлическая полусфера (накопитель заряда); 7 – щетка для переноса заряда с ленты на металлическую полусферу

В состав ЭГ-5 входят: 1) диэлектрическая лента,двигающаяся со скоростью 20 м/с на двух вращающихся шкивах; 2) 2 шкива, нижний шкив выполнен из металла и вращается электродвигателем, а верхний шкив изготовлен из диэлектрика; 3) полый металлический электрод в виде полусферы, внутри которого находится верхний шкив и источник ионов. Этот электрод укреплен на изоляторе; 4) источник высокого напряжения.

Рассмотрим принцип работы прибора. С источника высокого напряжения нижним щеточным электродом на диэлектрическую ленту наносятся положительные заряды. Эти заряды транспортируются к полюсу полусферическому электроду. С помощью верхнего щеточного электрода эти заряды снимаются с ленты и попадают на поверхность сферического электрода. С течением времени происходит накопление заряда и повышение потенциала этого электрода относительно земли. Далее в ионном источнике создаются ионы, которые ускоряются с помощью ускорительной трубки, состоящей из 140 секций. Вся конструкция помещается в герметичный корпус, который наполняется сухим азотом (газом с большой электрической прочностью), что обеспечивает изоляцию высоковольтной части ускорителя [3].

Для управления потоком ускоренных частиц и направления его на исследуемые образцы используется система поворотных магнитов. Таким образом, ионы, ускоренные в ЭГ-5, направляются по ионпроводу в экспериментальный канал, на котором находится камера исследования.

Разработка алгоритма определения толщины пленок с использованием методики резерфордского обратного рассеяния

С целью разработки алгоритма определения толщины пленок снят спектр РОР образца, содержащего слой диоксида кремния на кремниевой подложке. В результате обработки экспериментального спектра было обнаружено, что пленка диоксида кремния содержит несколько тяжелых элементов с низкой концентрацией атомов. На рис. 3 показан спектр резерфордского обратного рассеяния образца с пленкой диоксида кремния.

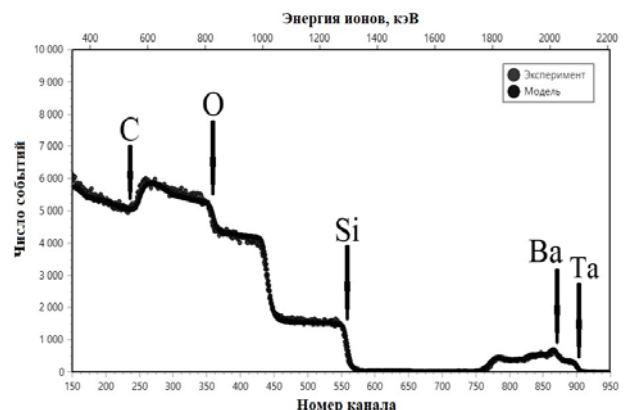


Рис. 3. Спектр резерфордского обратного рассеяния на пленке диоксида кремния с примесями тяжелых элементов низкой концентрации

Из спектра следует, что в слое диоксида кремния ионы Не рассеивались на атомах кремния и кислорода, причем пик кислорода в пленке диоксида кремния накладывается на спектр кремния в подложке. Также из спектра видно четкое разделение кремния, содержащегося в пленке, и кремния, содержащегося в подложке. Также из спектра следует, что пленка диоксида кремния содержит два тяжелых элемента низкой концентрации (барий и тантал).

Как видно из спектра на рис. 3, кинематическая граница кислорода находится в 350-м канале, кремния – в 550-м канале, тантала – в 900-м канале, что соответствует атомным весам этих элементов.

Из экспериментального спектра можно получить точную информацию о составе и толщине слоев, если создать реальную модель, которая будет точно описывать экспериментальный спектр. Построение модели экспериментального спектра проводилось с помощью программы SIMNRA. Модель состоит из 7 слоев, содержащих концентрации всех элементов образца. Данная модель обеспечила наилучшее описание экспериментального спектра.

В табл. 1 представлены толщины слоев модели, с помощью которой было достигнуто наилучшее описание экспериментального спектра.

Таблица 1

Модель для описания экспериментального спектра

Номер слоя	Толщина слоя, $\square 10^{15}$ ат/см ²
1	270
2	270
3	1070
4	720
5	575
6	475
7	370

Из описания слоев модели образца видно, что методика POP позволяет достаточно точно определять концентрацию элементов в образце, а также исследовать элементы таблицы периодической системы. В таблице представлены толщины 7 слоев, измеренные с высокой точностью в ат/см². Толщины слоев можно перевести в метрические единицы измерения, если известна плотность каждого слоя, состоящего из различных элементов.

Алгоритм перевода толщины из ат/см² в метрическую систему мер состоит из трех этапов:

1) определение объема одной грамм-молекулы материала, из которого состоит исследуемый образец, по формуле

$$V = \frac{M}{\rho}, \quad (1)$$

где M – масса одной грамм-молекулы материала, из которого состоит исследуемый образец, г/моль; ρ – плотность материала, из которого состоит исследуемый образец, г/см³;

2) определение атомной плотности материала образца по формуле

$$N = \frac{N_A}{V}, \quad (2)$$

где N_A – число Авогадро, равное $6,02 \cdot 10^{23}$ ат/гмоль; V – объем одной грамм-молекулы материала исследуемого образца, см³;

3) определение толщины слоя материала в метрической системе мер по формуле

$$d = \frac{d(\text{ат/см}^2)}{N}, \quad (3)$$

где $d(\text{ат/см}^2)$ – толщина слоя в ат/см²; N – атомная плотность материала слоя, ат/см³.

Согласно представленной методике определим толщину слоя оксида кремния. Если мы пренебрегаем влиянием микропримесей тяжелых элементов, находящихся в пленке оксида кремния, то плотность можно принять равной 2,65 г/см³.

По выражению (1) определим объем одной грамм-молекулы диоксида кремния:

$$V = \frac{28 + 16 \times 2}{2,65} = 22,642 \text{ см}^3.$$

По выражению (2) определим атомную плотность диоксида кремния:

$$N = \frac{6,02 \times 10^{23}}{22,642} = 2,659 \times 10^{22} \text{ ат/см}^3.$$

Атомную плотность тонких слоев можно считать равной атомной плотности массивного образца в некотором приближении.

По выражению (3) определим толщину слоя диоксида кремния в метрической системе мер:

$$d = \frac{(270 \times 2 + 1070 + 720 + 575 + 475 + 370) \times 10^{15}}{2,659 \times 10^{22}} = 1,41 \text{ мкм}.$$

Таким образом, толщина слоя диоксида кремния, измеренная в ат/см², была переведена в микрометры без учета влияния микропримесей тяжелых элементов.

Разработка методики определения элементного состава пленок с использованием программы SIMNRA

Методика POP позволяет решать различные задачи. Одной из задач, решаемых с использованием данной методики, является изучение элементного состава пленок, состав которых неизвестен. С этой целью была разработана специальная методика, позволяющая решать данную задачу. Как правило, в экспериментальную камеру POP можно ставить несколько образцов, что позволяет загрузить в камеру образцы с известным и неизвестным составом. По образцу с известным составом можно провести калибровку параметров, далее эту калибровку перенести на образец с неизвестным составом и путем перебора элементов периодической системы определить состав данного образца.

В программе SIMNRA при моделировании эксперимента используется ряд параметров, которые условно можно поделить на группы (рис. 4).

Параметры эксперимента и детектора измеряются в ходе эксперимента, в то время как калибровочные параметры подбираются путем калибровки спектров POP образцов с известным составом. Параметрами эксперимента в данном случае являются

начальная энергия частиц, угол входа частиц в мишень, угол выхода частиц из мишени и угол рассеяния. Калибровочные параметры: смещение, ширина канала и число частиц на телесный угол. Параметром детектора является его разрешение.

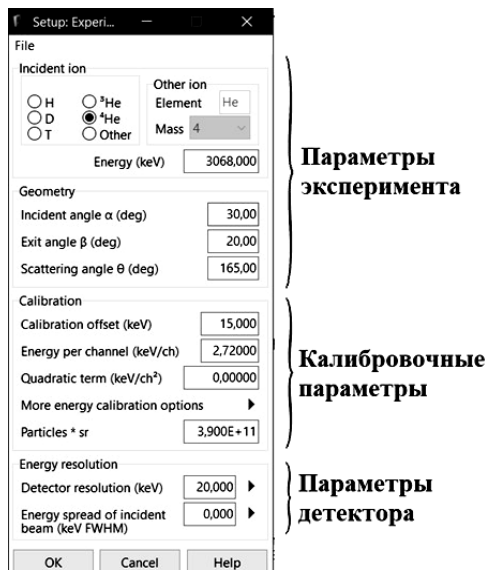


Рис. 4. Группы параметров, по которым проводится моделирование в программе SIMNRA

С целью отработки разработанной методики были сняты спектры РОР образцов с известным и неизвестным составом. Известно, что на одном из образцов имеется пленка, состоящая из титана и кобальта (рис. 5).

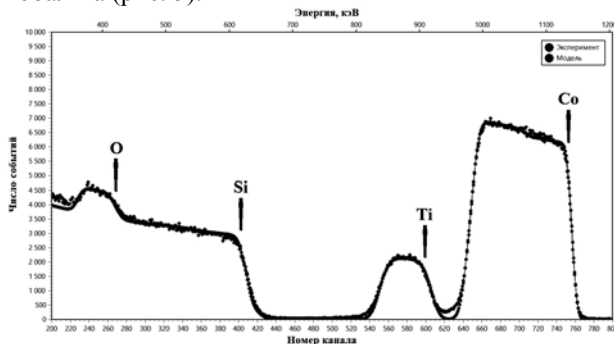


Рис. 5. Спектр РОР пленки, содержащей титан и кобальт

В ходе построения модели данного спектра были откалиброваны параметры (табл. 2).

Таблица 2

Калибровочные параметры

Смещение, кэВ	Ширина канала, кэВ/канал	Число частиц на телесный угол, ат/ср
25	1,475	$3,4 \cdot 10^{11}$

Данные параметры были перенесены на модель образца с неизвестным составом, после чего путем перебора элементов периодической системы были определены элементы, из которых состоит пленка на данном образце (рис. 6).

Таким образом, было определено, что пленка второго образца имеет практически тот же состав, что и пленка первого образца, за исключением мелких примесей брома и висмута.

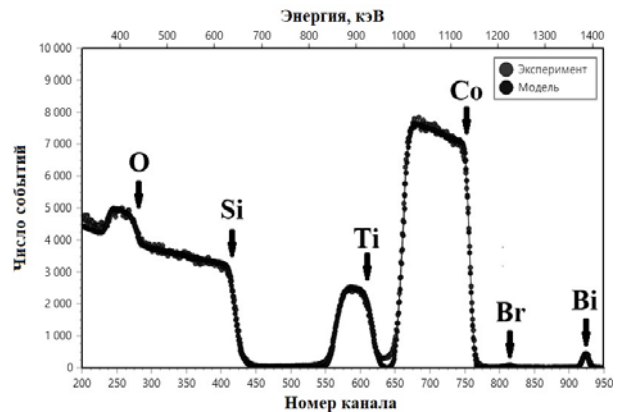


Рис. 6. Спектр РОР пленки, содержащей титан, кобальт, бром и висмут

Заключение

Таким образом, в рамках проведенной работы были разработаны методики определения состава и толщины пленок с использованием методики резерфордовского обратного рассеяния. Также было выяснено, что:

1) кинематические границы элементов мишени располагаются по мере увеличения атомной массы этих элементов периодической системы слева направо, т.е. тяжелые элементы располагаются правее, а легкие – левее;

2) если создать реальную модель, которая будет точно описывать экспериментальный спектр, можно получить точную информацию о составе и толщине слоев образца;

3) с помощью методики РОР возможно измерять с высокой точностью толщины слоев в ат/см², после чего эти величины можно перевести в метрическую систему мер, если известна атомная плотность исследуемых слоев.

Благодарности

Авторы статьи выражают благодарность коллективу ЛНФ ОИЯИ за предоставленное оборудование для экспериментов. Отдельная благодарность выражается старшему научному сотруднику ЛНФ ОИЯИ Кобзеву Александру Павловичу за помощь в организации и обработке результатов экспериментов.

Литература

- Азаренков Н.А. Ядерно-физические методы в материаловедении: учеб. пособие / Н.А. Азаренков, В.Г. Кириченко, В.В. Левенец, И.М. Неклюдов. – Харьков: ХФТИ им. Каразина, 2013. – 54 с.
- Физические основы метода резерфордовского обратного рассеяния [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfiles.net/preview/5828550/page:6/>.
- Генератор Ван де Граафа: Техника и человек [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://zewerok.ru/generator-van-de-graafa/>

Чиняков Алексей Александрович

Магистрант 2-го года обучения каф ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: alexeychinyakov@gmail.com

Сохорева Валентина Викторовна

Канд. физ.-мат. наук ИЯТШ НИ ТПУ
Эл. почта: sokhoreva@tpu.ru

Д.В. Билевич, А.А. Попов, А.С. Сальников, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, А.А. Калентьев

Тестирование автоматической методики построения и верификации нелинейной модели GaAs HEMT-транзисторов

Представлена верификация методики построения нелинейной модели GaAs HEMT-транзисторов. Ранее были представлены отдельные элементы методики. В настоящей работе представлена верификация предложенной методики, выполненная на основе модельных данных. Такой подход позволяет верифицировать методику с большей надежностью, чем использование результатов измерений, поскольку дает больше исходной информации о модели и лишен измерительных шумов. Верификация подтвердила работоспособность методики.

Ключевые слова: компактная нелинейная модель, GaAs pHEMT, автоматическая методика экстракции, верификация методики.

Разработка современных СВЧ-устройств требуют адекватных и быстродействующих моделей. Устройства состоят из активных и пассивных компонентов, для которых требуется разработать модели. Методики построения моделей совершенствуются. При этом разрабатываемые методики повышают предсказательную способность моделей за счет добавления новых физических эффектов [1], использование новых подходов к получению моделей [2] и включение искусственного интеллекта [3].

Методы построения моделей могут быть основаны на аналитических методах экстракции, основанных на строгих математических выражениях, либо на методах оптимизации. В качестве исходных данных выступают вольт-амперные характеристики, параметры рассеяния в разных рабочих точках. Верификация проводится по нелинейным характеристикам, в том числе в диапазоне возможных нагрузок схемы (load-pull).

Широкое распространение получили компактные модели, которые представляют собой эквивалентные схемы, дополненные уравнениями, описывающие определенные физические эффекты. В GaAs HEMT наиболее используемыми являются Angelov [4], Curtice [5], EHEMT. Для построения моделей уже существуют методики, однако создаются новые, которые улучшают точность и скорость построения моделей. Можно отметить некоторые из последних исследований в этом направлении: методики повышения точности экстракции внешних параметров малосигнальной модели [6], добавление в модель эффектов памяти, проявляющихся на ВАХ [7], добавление эффектов ловушек [8], расширение частотного диапазона адекватности моделей [9], использование искусственных нейронных сетей для моделирования нелинейных эффектов [10].

Однако разработка нелинейных моделей не может использоваться без соответствующих методик построения модели (экстракции). Построение модели и ее верификация являются трудоемкими и времязатратными процедурами. Более общей целью исследования являлось построение модели в полностью автоматическом режиме, что позволит сократить трудозатраты и время построения модели СВЧ транзистора. При этом невозможно обойтись только

одной оптимизацией, поскольку в этом случае есть риск получения низкой точности и нефизичных значений параметров модели, т.е. времени может быть затрачено много, а результат не гарантирован. Требуются качественное первое приближение, а также экспериментально подобранная последовательность оптимизации.

В данной работе представлена частная задача в рамках разработки автоматической методики построения модели. Математическая процедура построения модели должна быть верифицирована безотносительно конкретного транзистора. Поэтому в данной статье предлагается верификация методики построения модели по модельным данным, подтверждающая работоспособность модели с математической точки зрения.

Методика

Подробное описание методики можно найти в других работах, здесь напомним кратко процедуру автоматического построения нелинейной модели. Экстракция выполняется за 4 шага.

На первом шаге вычисляются параметры, описывающие поведение вольт-амперной характеристики транзистора. В основном они определяются параметрами управляемого источника тока, описываемого выражением [4, 11]

$$I_{ds}(V_{ds}, V_{gs}) = I_{pk0} (1 + \tanh(\Psi)) \times \tanh((\alpha_r + \alpha_s (1 + \tanh(\Psi))) \cdot V_{ds}) \cdot (1 + \lambda V_{ds}),$$

$$\alpha + \beta = \chi, \quad \square \square \square$$

где

$$\Psi = P_1 (V_{gs} - V_{pkm}) + P_2 (V_{gs} - V_{pkm})^2 + P_3 (V_{gs} - V_{pkm})^3,$$

$$V_{pkm} = V_{pk0} + (V_{pks} - V_{pk0}) \tanh(\alpha_s V_{ds}),$$

$$P_m = P_1 (1 + B_1 / \cos^2(B_2 \cdot V_{ds})),$$

I_{pk0} – ток стока при максимуме крутизны; α_r , α_s – параметры режима насыщения; λ – параметр модуляции канала; V_{pk0} , V_{pks} – напряжение на затворе в точке максимальной крутизны, измеренное при V_{ds} , близких к нулю и режиму насыщения соответственно; P_1 , P_2 , P_3 , B_1 , B_2 – эмпирические коэффициенты.

В этом выражении, как и в целом для компактных моделей, существует ряд определенных параметров, позволяющих настроить модель под опреде-

ленную технологию. С помощью аналитической экстракции вычисляется первое приближение для части параметров источника тока. Параметры R_d и R_s рассчитываются из малосигнальной модели [12]. Ряд параметров получается из анализа формы ВАХ в ее критических точках. Для получения остальных параметров проводится аппроксимация выражением (1) экспериментальных ВАХ транзисторов. Аппроксимация выполняется методом наименьших квадратов с использованием доверительных областей. После аппроксимации определены все параметры, описывающие ВАХ.

На втором шаге проводится экстракция малосигнальных моделей. Экстракция проводится в большом количестве рабочих точек, в том числе в холодных режимах. Для получения малосигнальных моделей используется методика, комбинирующая ряд известных методик экстракции, дополненная процедурой автоматического определения конкретного параметра. Процедура автоматического определения необходима, поскольку методика в результате своей работы выдаёт значения на всех частотных точках. Обычно инженер по моделированию вручную выбирает значения параметров на участке частотного диапазона, где параметр – наиболее постоянное значение. Для автоматизации процесса выполняется следующий алгоритм: 1) сглаживание графика частотной зависимости; 2) построение графика, отображающего разницу между данными в соседних точках (численная производная с точностью до коэффициента); 3) определение границы диапазона физической адекватности параметра и отбор точек по этим критериям; 4) вычисление среднего арифметического отобранных точек. Таким образом, параметры выбираются автоматически.

На третьем шаге вычисляются коэффициенты, описывающие нелинейные ёмкости. Экспериментальные значения ёмкостей определяются из параметров рассеяния, вычисленных во множестве рабочих точек. После этого теоретическая зависимость (2)–(3) аппроксимирует полученные экспериментальные данные:

$$C_{gs} = C_{gs0} \left(1 + \tanh \psi_1(V_{gs})\right) \left(1 + \tanh \psi_2(V_{ds})\right), \quad (2)$$

$$C_{gd} = C_{gd0} \left(1 + \tanh \psi_3(V_{gs})\right) \left(1 + \tanh \psi_4(V_{ds})\right). \quad (3)$$

На четвертом шаге выполняется финальная оптимизация, выполняющаяся за ряд определенных этапов, отличающихся оптимизируемыми параметрами и целевыми функциями.

Численный эксперимент

Перед тем как использовать разработанную методику для построения модели транзистора, была проведена её верификация. В данном случае идет речь о подтверждении работоспособности методики, ее способности повторить не данные отдельного эксперимента, а в целом возможность получения данных.

Для верификации снят необходимый набор характеристик модели Angelov с заранее определёнными параметрами, далее будем называть её «Ис-

ходной моделью». Использование модельных данных дает определенные преимущества при верификации методики: данные лишены измерительного шума, информация о модели более полная, такой подход исключает возможность того, что в измерениях будут присутствовать эффекты, которые не могут быть описаны моделью Angelov, измерения не требуют дорогостоящего оборудования.

В ходе верификации предлагаемой методики, было проведено построение модели по данным «Исходной модели». Данная процедура была проведена три раза. Результаты расчета параметров при трех запусках представлены в таблице.

Результаты построения модели в трех запусках

Имя параметра	Значение параметра «исходной модели»	Значение параметра построенных моделей		
I_{pk0} , А	0,110	0,112	0,113	0,111
V_{pks} , В	-0,33	-0,28	-0,35	-0,26
DV_{pks}	0,48	0,52	0,55	0,55
P_1	1,61	1,48	1,62	1,45
P_2	0,13	0,11	0,12	0,1
α_r	0,101	0,09	0,14	0,09
α_s	0,74	0,65	0,64	0,66
λ	0,052	0,053	0,046	0,054
L_s , пГн	4,5	4,8	4,6	5
L_s , пГн	26,3	26,5	26,5	28,3
L_d , пГн	32,3	33	32	28,3
τ , пс	1,5	1,4	1,45	1,3
C_{ds} , фФ	100	99,7	100	105
C_{gspl} , фФ	78	56	73	59,5
C_{gs0} , фФ	104	109	105	131
C_{gdpl} , фФ	12,3	9,1	13,5	7,9
C_{gd0} , фФ	19,3	22,7	19,4	46,2
C_{gdpe} , фФ	0,7	2,9	1,3	3,2

Как видно из таблицы, параметры моделей имеют достаточно близкие значения. Также стоит отметить, что после нескольких экспериментов модели, построенные по предложенной методике, сходятся к единому решению с некоторым допустимым отклонением.

Для подтверждения адекватности моделей далее будут представлены результаты сравнения характеристик «исходной модели» и одной из построенных моделей. Результат сравнения ВАХ «исходной модели» и построенной модели представлены на рис. 1, параметров рассеяния – на рис. 2. Стоит отметить, что в данной проверке ВАХ транзистора были построены для напряжений сток-исток больше пробивного. Так как в качестве измерений выступала модель транзистора, то не было особого труда снять данные характеристики. Однако в случае с реальным транзистором подобных измерений стараются избежать, так как пробой транзистора приводит к тому, что дальнейшее его использование становится невозможным.

На рис. 3 представлено сравнение нелинейных характеристик построенной модели и исходной модели. Сравнение данных характеристик проводилось на частоте 15 ГГц для рабочего режима $V_{ds} = 5$ В и $I_{ds} = 47$ мА.

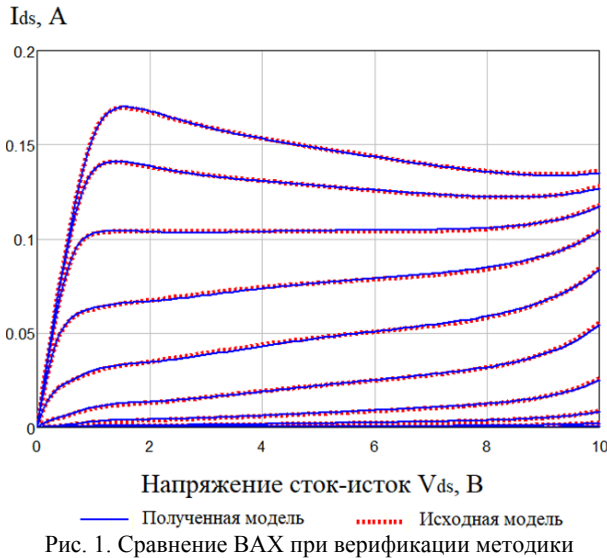


Рис. 1. Сравнение ВАХ при верификации методики

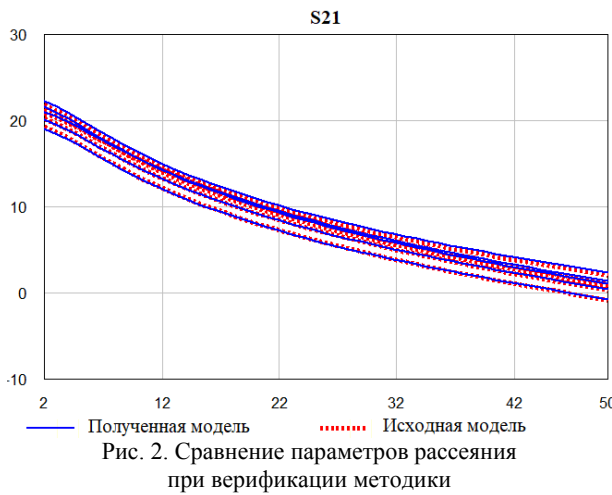


Рис. 2. Сравнение параметров рассеяния при верификации методики

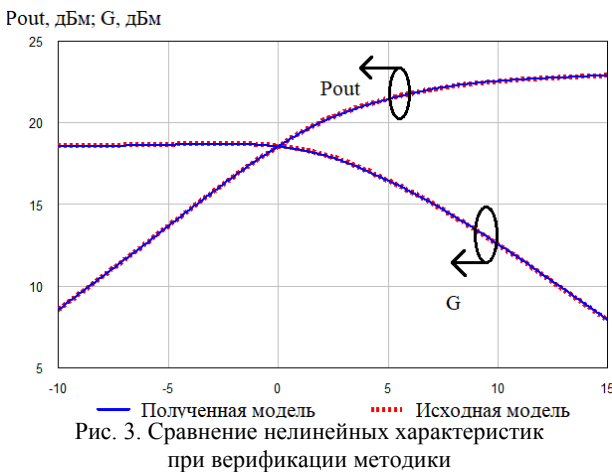


Рис. 3. Сравнение нелинейных характеристик при верификации методики

На рис. 4 представлено сравнение load-pull характеристик построенной модели и исходной модели. Сравнение данных характеристик проводилось на частоте 15 ГГц для рабочего режима $V_{ds} = 5$ В и $I_{ds} = 47$ мА.

Стоит отметить, что контур мощности сошелся практически идеально, а точка максимума повторяет значение до 3-го знака после запятой.

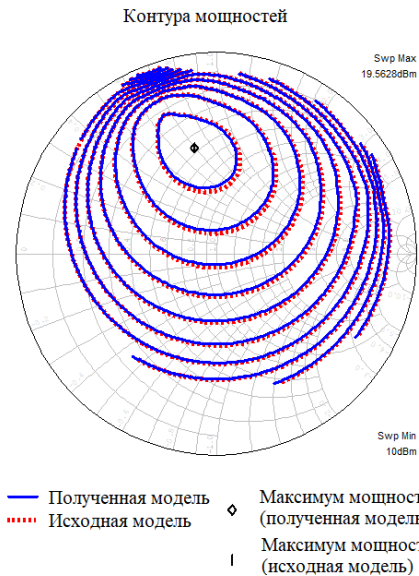


Рис. 4. Сравнение контуров мощности на load-pull при верификации методики

Заключение

Анализируя полученные данные, можно сказать, что методика позволяет воспроизводить с высокой точностью заданную модель. Это подтверждает то, что методика позволяет учитывать все заложенные в модель эффекты. В реальности же можно столкнуться со множеством проблем. Одной из этих проблем может стать появление эффектов в транзисторе, которые не описываются при помощи выбранной модели. Однако данное исследование подтверждает работоспособность методики с математической точки зрения. Отдельно стоит отметить, что все три запуска модели привели к близким результатам и заняли равное время.

Предложенный подход позволяет выполнить сравнение по более широкому спектру характеристик без существенных затрат. При этом можно более полно исследовать разные аспекты внутренней работы модели.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00138.

Литература

1. Physics-based multi-bias RF large-signal GaN HEMT modeling and parameter extraction flow / S.A. Ahsan, S. Ghosh, S. Khandelwal, Y.S. Chauhan // IEEE Journal of the Electron Devices Society. – 2017. – № 5. – P. 310–319.
2. Towards the determination of GaN HEMT large signal model parameters by Time Domain Reflectometry method / M. Bernat, A. Satka, A. Chvala et al. // Ph. D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME). – IEEE. – 2014. – P. 1–4.
3. Xu J. Artificial neural networks for compound semiconductor device modeling and characterization / J. Xu, D.E. Root // Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS). – IEEE. – 2017. – P. 1–4.
4. Angelov I. A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices / I. Angelov, H. Zirath, N. Rosman // IEEE Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40. – P. 2258–2266.

5. Curtice W.R. A nonlinear GaAs FET model for use in the design of output circuits for power amplifiers / W.R. Curtice, M. Ettenberg // IEEE Trans Microw Theory Tech. – 1985. – Vol. 33, № 12. – P. 1383–1394.

6. A new extraction method of extrinsic elements of GaAs/GaN HEMTs / A. Huang, Z. Zhong, Y. Guo, W. Wu // IEEE Int. Symp. Radio-Frequency Integr. Technol. – 2014. – P. 1–3.

7. Rafael-Valdivia G. Nonlinear device model for GaN and GaAs microwave transistors including memory effects / G. Rafael-Valdivia, A. Urquiza, T. Mendoza, S.E. Barbin // IEEE MTT-S Int. Microw. Optoelectron. Conf. – 2015. – P. 1–5.

8. Olomo A. Nonlinear GaAs pHEMT model with trapping effect for small signal and dynamic large signal design // 11th Eur. Microw. Integr. Circuits Conf. – 2016. – P. 345 0150348.

9. A ultra-wideband empirical large-signal model for AlGaAs/GaAs HEMTs / Y. Jia, Y. Xu, X. Zhao, C. Wang // IEEE MTT-S Int. Microw. Work. Ser. Adv. Mater. Process. RF THz Appl. – 2016. – P. 1–3.

10. Global dynamic FET model for GaN transistors: DynaFET model validation and comparison to locally tuned models / J. Xu, S. Halder, F. Kharabi et al. // 83rd ARFTG Microw. Meas. Conf. – 2014. – P. 1–6.

11. The extraction of model parameters of the direct current element Ids in a nonlinear model of the transistor model / D.V. Bilevich, A.A. Popov, T.Y. Sidoryuk, A.S. Salnikov // Матер. Междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Электронные средства и системы управления». – 2017. – Ч. 2. – С. 213–214.

12. Angelov I. Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model / I. Angelov, L. Bengtsson, M. Garcia // IEEE Trans Microw Theory Tech. – 1996. – Vol. 44, № 10. – P. 1664–1674.

Билевич Дмитрий Вячеславович

Магистрант каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: bilevichdmitry@ya.ru

Попов Артем Александрович

Магистрант каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: part.94@yandex.ru

Сальников Андрей Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент, доцент каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: ansalnikov@gmail.com

Добуш Игорь Мирославович

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа

Горяинов Александр Евгеньевич

Канд. техн. наук, доцент КСУП ТУСУРа
Эл. почта: goryainov.alex@gmail.com

Калентьев Алексей Анатольевич

Канд. техн. наук, доцент КСУП ТУСУРа
Эл. почта: alexey.kalentyev@gmail.com

УДК 621.3.049.77

И.В. Федин, Е.В. Ерофеев

AlGaIn/GaN-диоды с барьером Шоттки на основе Ni, Mo, Hf и Ti

Представлены планарные AlGaIn/GaN-диоды с барьером Шоттки, изготовленные на кремниевой подложке с применением рецесса анода. В качестве анодов использовались Ni, Mo, Hf и Ti. Расстояние анод–катод (L_{A-K}) варьировалось от 3 до 7 мкм. Ширина анода составляла 100 мкм. Для $L_{A-K}=7$ мкм были получены следующие результаты: напряжения открывания диодов ($U_{откр}$): 0,45; 0,33; 0,31; 0,27 В для Ni, Mo, Hf и Ti соответственно; ток прямого смещения при $U = 1,2$ В: 53, 69, 75 и 85 мА/мм для Ni, Mo, Hf, и Ti соответственно; ток утечки: 12, 345, 470 и 295 мкА/мм для Ni, Mo, Hf и Ti анодов соответственно.

Ключевые слова: диод, AlGaIn/GaN, ВАХ, токи утечки.

Нитрид галлия (GaN), и особенно гетероструктуры на его основе, обладают большим потенциалом для применения в высокоомощных, высокочастотных и термостойких устройствах. Электронные устройства на основе GaN обладают выдающимися характеристиками благодаря большой ширине запрещённой зоны, высокой электрической прочности и высокой скорости насыщения носителей заряда [1–8]. Гетероструктуры на основе GaN (AlGaIn/GaN, InGaIn/GaN и др.) позволяют улучшить естественные качества материала за счёт формирования двумерного электронного газа в области гетероперехода между GaN и полупроводником с отличающейся шириной запрещённой зоны. Данный двумерный электронный газ обладает высокой электрической проводимостью и низким омическим сопротивлением благодаря пространственному разделению кван-

товой ямы (большой частью расположенной в i-GaN) с двумерным электронным газом и источником носителей заряда (например, AlGaIn) [2, 4].

GaN-диоды с барьером Шоттки (ДБШ) могут быть очень полезны в связке с GaN транзисторами для применения в энергоэффективных источниках вторичного электропитания, электродвигателях и различных «зелёных» источниках энергии. Качество и характеристики GaN ДБШ в большой степени зависят от материала анода. В данной работе представлены результаты исследования AlGaIn/GaN ДБШ с различными материалами барьера Шоттки: Ni, Hf, Mo и Ti.

Технология изготовления

GaN ДБШ изготавливались на основе гетероструктуры AlGaIn/GaN, выращенной на кремниевой Si (111) подложке методом металл-органической

газофазовой эпитаксии (MOCVD). Эпитаксиальные слои состояли из GaN-буферного (3 мкм) слоя, *i*-GaN-канала (400 нм), AlN спэйсерного слоя (1 нм) и Al_{0,25}Ga_{0,75}N барьерного слоя (10 нм) (рис. 1, а). Для формирования рисунка на поверхности пластины (мезы, катода, анода) использовался метод взрывной лазерной литографии. Технологический маршрут изготовления GaN ДБШ представлен на рис. 1, а–ж. Первой операцией проводилось формирование меза-изоляции методом плазмохимического травления по маске фоторезиста (см. рис. 1, а).

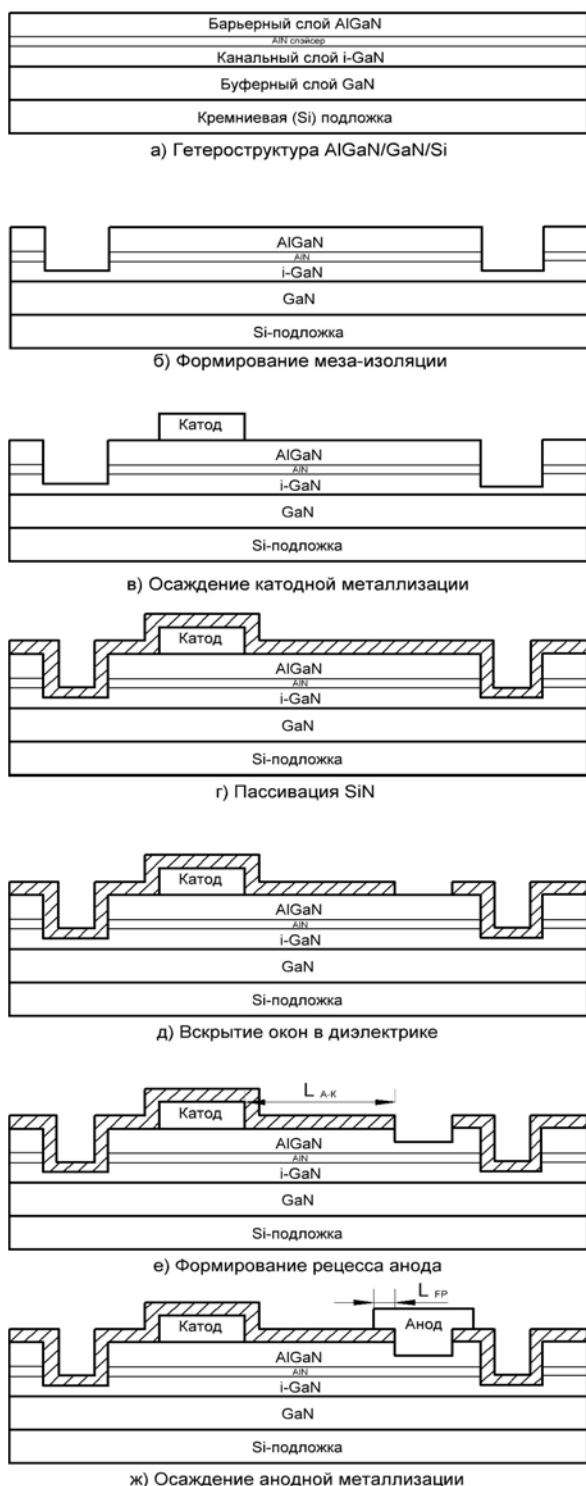


Рис. 1. Техмаршрут изготовления AlGaN/GaN-диодов

После этого проводилось формирование низкотемпературных (550 °С) омических контактов (ОК) на основе Ta/Al методом электронно-лучевого испарения в вакууме (см. рис. 1, в). Следующей операцией формировалась пассивация поверхности диэлектриком PECVD SiN (см. рис. 1, г). Далее в диэлектрике вскрывались окна под анод методом сухого травления в SF₆ содержащей плазме (см. рис. 1, д). Затем формировался рецесс анода на половину глубины AlGaN (5 нм) методом сухого травления в BCl₃+O₂ содержащей плазме (см. рис. 1, е) с целью уменьшения напряжения открывания и сопротивления диодов [6]. Далее осаждалась металлизация анодов (X/Ti/Al/Ti, где X – металл барьера Шоттки) методом электронно-лучевого испарения в вакууме. Камера установки откачивалась до давления не более 5·10⁻⁵ Па. Все диоды обладали анодным полемым электродом (L_{FP}) длиной 1 мкм для улучшения пробивных напряжений [1, 6].

Параметры на постоянном токе GaN-диодов измерялись на измерителе полупроводниковых приборов HP4156A и Tektronix 370A.

На рис. 2 представлено микроскопическое изображение изготовленного GaN ДБШ.



Рис. 2. Микроскопическое изображение GaN ДБШ

Результаты экспериментов

На рис. 3 представлена прямая ветвь вольт-амперной характеристики (ВАХ) изготовленных GaN-диодов с Ni, Hf, Mo и Ti анодами и шириной электродов (W_A) 100 мкм и расстоянием анод–катод (L_{A-К}) 7 мкм для двух диапазонов напряжений.

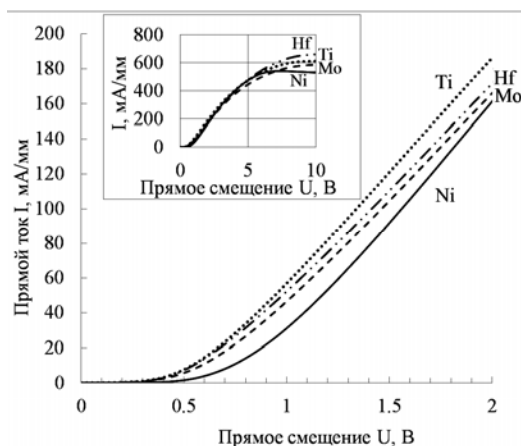


Рис. 3. Прямая ветвь ВАХ полученных диодов (L_{A-К} = 7 мкм)

Как видно из рис. 3, ток прямого смещения и напряжение открывания ($U_{\text{откр}}$) AlGaIn/GaN-диодов сильно зависят от металла анода. Ток насыщения составил 530, 585, 660 и 610 мА/мм для Ni, Mo, Hf и Ti анодов соответственно. Ток при напряжении 1,2 В составил 53, 69, 75 и 82 мА/мм для Ni, Mo, Hf и Ti анодов соответственно. На рис. 4 приведены напряжение открывания диодов и смещение, при котором достигается ток 100 мА/мм (U_{100}).

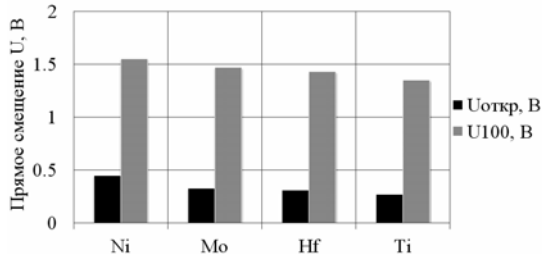


Рис. 4. Напряжение открывания и смещение по уровню прямого тока 100 мА/мм для изготовленных диодов ($L_{\text{А-К}} = 7$ мкм)

Напряжение открывания изготовленных диодов составило 0,45 В, 0,33 В, 0,31 В, 0,27 В для Ni, Mo, Hf и Ti анодов соответственно. Ток 100 мА/мм достигается при прямом смещении 1,55; 1,47; 1,43; 1,35 В для Ni, Mo, Hf и Ti анодов соответственно. На рис. 5 приведена обратная ВАХ для изготовленных диодов с расстоянием анод–катод 7 мкм.

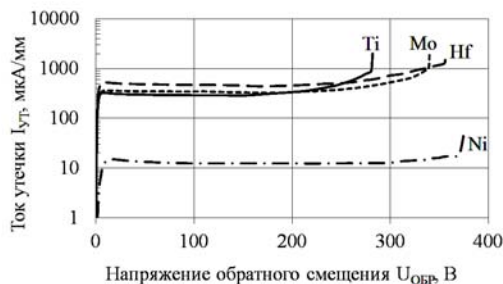


Рис. 5. Обратная ветвь ВАХ изготовленных диодов ($L_{\text{А-К}} = 7$ мкм)

Фоновый ток утечки ($I_{\text{УТ}}$) разработанных диодов составил 12, 345, 470 и 295 мкА/мм для Ni, Mo, Hf и Ti анодов соответственно. Таким образом, несмотря на явное преимущество Mo, Hf и Ti анодов над Ni в области прямых смещений, высокие токи утечки диодов делают данные металлизации мало-перспективными. На рис. 6 приведены пробивные напряжения разработанных диодов с разным расстоянием анод–катод.

Зависимость напряжения пробоя от расстояния анод–катод для рассмотренных диодов имеет практически линейный характер. Напряжение пробоя возрастает в среднем на 50 В при увеличении $L_{\text{А-К}}$ на 1 мкм. Однако есть ограничение, накладываемое гетероструктурой, поэтому при приближении $U_{\text{пр}}$ к 400 В у диодов с Ni-анодом теряется линейность зависимости. Для дальнейшего повышения напряжения пробоя необходимо использовать гетероструктуру, оптимизированную под высоковольтные применения.

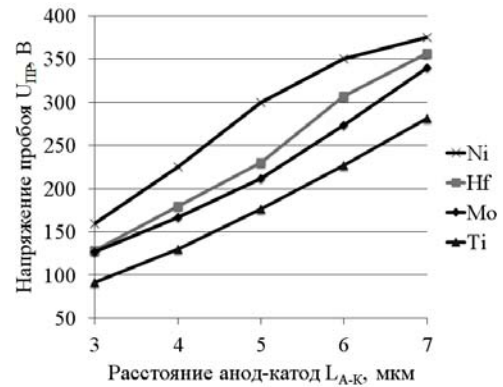


Рис. 6. Обратная ветвь ВАХ изготовленных диодов

Из рассмотренных металлизаций анодов, наибольшим напряжением пробоя во всем диапазоне расстояний анод–катод обладает Ni.

Заключение

В данной работе рассмотрены AlGaIn/GaN-диоды с барьерами Шоттки (БШ) на основе Ni, Mo, Hf и Ti, изготовленные с применением рецесса анода на половину глубины AlGaIn. Наименьшим напряжением открывания (0,27 В) и как следствие наибольшим током прямого смещения ($I = 82$ мА/мм при $U = 1,2$ В) обладали диоды с анодом на основе Ti. В то же время данные диоды имели высокие токи утечки (295 мкА/мм) и самые низкие пробивные напряжения из рассматриваемых металлизаций анода. Диоды с анодной металлизацией на основе Mo и Hf также обладали сравнительно высокими токами прямого смещения (69, 75 мА/мм при $U = 1,2$ В для Mo и Hf соответственно), но высокие токи утечки (345 мкА/мм, 470 мкА/мм для Mo и Hf соответственно) и низкие, по сравнению с Ni, напряжения пробоя нивелируют данное преимущество. Таким образом, наиболее оптимальным соотношением токов прямого ($I = 53$ мА/мм при $U = 1,2$ В) и обратного ($I_{\text{УТ}} = 12$ мкА/мм) смещения, а также лучшим напряжением пробоя ($U_{\text{пр}} = 160\text{--}375$ В для $L_{\text{А-К}} = 3\text{--}7$ мкм) обладали диоды с БШ на основе Ni.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (Соглашение № 14.577.21.0250 от 26.09.17). Уникальный идентификатор проекта RFMEFI57717X0250.

Литература

1. Seikoh Yoshida et al. High power AlGaIn/GaN Schottky barrier diode with 1000 V operation // Mater. Res. Soc. Symp. Proc. – 2006. – Vol. 892. – P. 0892-FF05-02.1–0892-FF05-02.6.
2. Seung-Chul Lee et al. Suppression of leakage current of Ni/Au Schottky barrier diode fabricated on AlGaIn/GaN heterostructure by oxidation // Jap. Journ. of Appl. Phys. – 2006. – Vol. 45, № 4B. – P. 3398–3400.
3. Cao Dong-Sheng et al. A 1100+ V AlGaIn/GaN-based planar Schottky barrier diode without edge termination // Chin. Phys. Lett. – 2011. – Vol. 28. – P. 017303-1–017303-4.
4. Xing Lu et al. Ultralow reverse leakage current in AlGaIn/GaN lateral Schottky barrier diodes grown on bulk GaN substrate // Appl. Phys. Expr. – 2016. – Vol. 9, № 5. – P. 031001-1–031001-4.

5. Saitoh Y. et al. Extremely low on-resistance and high breakdown voltage observed in vertical GaN Schottky barrier diodes with high-mobility drift layers on low-dislocation-density GaN substrates // Appl. Phys. Exp. – 2010. – Vol. 3, № 8. – P. 081001-1–081001-3.

6. Zhu M. et al. 1.9-kV AlGaIn/GaN lateral Schottky barrier diodes on silicon // IEEE El. Dev. Lett. – 2015. – Vol. 36, № 4. – P. 375–377.

7. Treidel E.B. et al. Fast GaN based Schottky diodes on Si(111) substrate with low onset voltage and strong reverse blocking // Phys. Status Solidi C. – 2013. – Vol. 10, № 5. – P. 849–852.

8. W. Chen et al. High-performance AlGaIn/GaN lateral field-effect rectifiers compatible with high electron mobility transistors // Appl. Phys. Lett. – 2008. – Vol. 92, № 25. – P. 253501-1–253501-3.

Федин Иван Владимирович

Инженер НОЦ «Нанотехнологии» ТУСУРа
Эл. почта: fedinivanvladimirovich@mail.ru

Ерофеев Евгений Викторович

Канд. техн. наук, м.н.с. НИИ СЭС ТУСУРа
Эл. почта: erofeev@sibmail.com

УДК 621.3.049.77

А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников, А.А. Калентьев, И.М. Добуш, Д.В. Гарайс

Исследование виртуальной метрологии с использованием физико-технологического моделирования

Исследованы принципы реализации подхода виртуальной метрологии для предсказательного моделирования процесса формирования фоторезистивной маски. Описаны принципы получения экспериментальных данных, необходимых для построения предсказательных моделей, с помощью физико-технологической модели процесса формирования фоторезистивной маски. Построены предсказательные модели на основе многомерной линейной регрессии, регрессии на основе метода опорных векторов, искусственной нейронной сети и решающего леса. Данные модели позволяют предсказывать ширину фоторезистивной маски на основе входных параметров физико-технологической модели, эквивалентных параметрам технологического оборудования.

Ключевые слова: виртуальная метрология, машинное обучение, полевой транзистор с затвором Шоттки, искусственная нейронная сеть, многомерная линейная регрессия, метод опорных векторов, решающий лес.

Современное полупроводниковое производство имеет крупносерийный производственный цикл с большим количеством этапов. Для обеспечения стабильности технологии производства и высокого процента выхода годной продукции требуется точный и надёжный контроль технологических процессов.

Однако основой для применяемых сегодня систем контроля качества подложек являются результаты физических измерений, предоставляемые метрологическим оборудованием [1]. В качестве физических измерений выступают важные параметры подложек, например толщина плёнки и её равномерность в случае процесса осаждения или глубина тренча в случае процесса травления. Если нарушение заданной технологии произойдёт на ранней стадии техмаршрута, но обнаружится это только на этапе межоперационного контроля или приёмосдаточных испытаний, потребление дополнительных ресурсов становится неизбежным.

Подобных ситуаций можно избежать путём измерения критических параметров всех подложек после каждого технологического процесса. Однако такой способ контроля является дорогостоящим и времязатратным, в связи с чем общепринятой практикой является контроль лишь небольшой доли всех обрабатываемых пластин.

Актуальной становится такая область, как виртуальная метрология (Virtual Metrology или VM). Этим термином обозначают группу подходов к контролю, позволяющих предсказывать результат мет-

рологии на основе данных с датчиков технологической установки (данных FDC) и предыдущих результатов физических измерений [2]. В основе подхода лежит поведенческая (предсказательная) модель, в которой результат проведения технологического процесса (физического измерения) является функцией от результатов традиционной метрологии и данных с датчиков установки для текущего и предыдущих этапов производства [3–5].

Согласно терминологии машинного обучения входные данные (данные с датчиков установки) принято называть признаками, а выходные (результаты традиционной метрологии/результаты предсказания) – ответами. Каждое наблюдение (измерения значений признаков и ответов) принято называть объектом. Применяя подходы на основе анализа данных, виртуальная метрология сводится к задаче восстановления регрессии, где результат метрологии предсказывается моделью на основе методов машинного обучения.

Системы на основе подхода VM были предложены для нескольких типов технологических процессов. Для реализации технологии VM были исследованы и применены как линейные, так и нелинейные методы машинного обучения. Среди линейных наиболее часто используется метод частных наименьших квадратов [6] и регрессия «лассо» [7]. Вариант применения метода частных наименьших квадратов для предсказательного моделирования процесса химико-механической планаризации был

представлен в работе [8]. Искусственные нейронные сети и регрессия на основе метода опорных векторов являются наиболее распространёнными нелинейными методами, используемыми в подходе VM [9]. В работе [10] был разработан модуль виртуальной метрологии для контроля толщины плёнки, получаемой путём химического осаждения из газовой фазы (CVD-осаждения). В качестве математической модели данного модуля выступала нейронная сеть на основе радиальной базисной функции.

В данной статье представлено исследование виртуальной метрологии с помощью физико-технологического моделирования процесса формирования фоторезистивной маски для травления подзатворного заглибление полевого транзистора с затвором Шоттки. Для предсказательного моделирования технологического процесса использовались следующие методы машинного обучения: многомерная линейная регрессия, регрессия на основе метода опорных векторов, искусственные нейронные сети, решающий лес.

Физико-технологическая модель

Для получения экспериментальных данных была построена физико-технологическая модель процесса формирования трапецеидального затвора полевого транзистора с затвором Шоттки. Данная модель была построена на основе технологии, описанной в [11]. Технология формирования затвора включает в себя процессы анизотропного и изотропного проявления фоторезиста, а также процесс осаждения металлизации затвора. Результат моделирования всего технологического процесса показан на рис. 1.

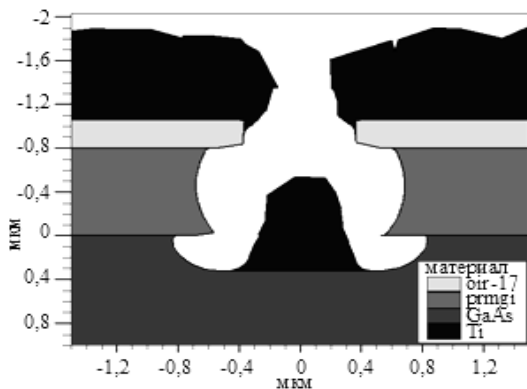


Рис. 1. Результат моделирования технологического процесса формирования трапецеидального затвора

Для исследования виртуальной метрологии был выбран первый этап технологии формирования затвора – процесс анизотропного проявления резиста PMGI. В качестве входных было выбрано 5 параметров физико-технологической модели, имеющих наибольшее влияние на результаты проявления резиста. В ходе проведения экспериментов изменялись значения входных параметров модели и измерялась ширина W получаемого окна. Результат моделирования процесса анизотропного проявления резиста PMGI представлен на рис. 2.

Стоит отметить, что предложенный подход, где для генерации экспериментальных данных исполь-

зуется физико-технологическая модель, позволяет исследовать принципы подхода виртуальной метрологии, не прибегая к дорогостоящим экспериментам, где требуется реальное технологическое оборудование.

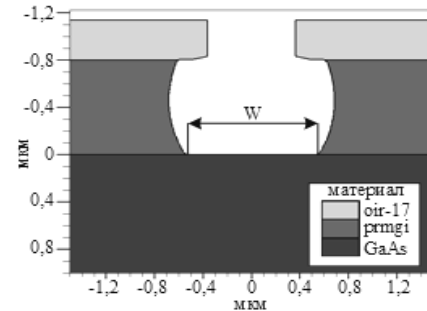


Рис. 2. Результат моделирования процесса анизотропного проявления резиста PMGI

Построение предсказательных моделей

После проведения 300 экспериментов физико-технологического моделирования были составлены матрица входных параметров и вектор ответов с соответствующими значениями ширины фоторезистивной маски. Полученный набор данных был разделен на обучающую и контрольную выборку в соотношении 70/30. Для того чтобы порядок входных величин не влиял на результат обучения предсказательных моделей, было применено центрирование и шкалирование данных. Точность предсказательных моделей оценивалась по контрольной выборке путём расчёта следующих критериев качества: среднеквадратичной ошибки (MSE), коэффициента детерминации (R^2) [12] и средней абсолютной ошибки в процентах (MAPE). Для визуализации результата обучения моделей использовалась диаграмма разброса, где прямая, проходящая через начало координат, соответствует идеальному совпадению предсказанного и измеренного значения ширины маски. По отклонению точки от данной прямой можно судить о величине ошибки, т.е. о различии предсказанного и действительного значения. На рис. 3, 4 представлены результаты построения предсказательных моделей на основе многомерной линейной регрессии и искусственной нейронной сети соответственно.

Для построения модели на основе искусственной нейронной сети использовался алгоритм обратного распространения ошибки. Была использована сеть со следующей конфигурацией: входной слой из 5 нейронов, один скрытый слой, один выходной слой. При обучении модели на основе решающего леса было использовано 20 деревьев (алгоритмов). Наименьшее значение среднеквадратичной ошибки для регрессионной модели на основе метода опорных векторов было получено при следующих параметрах: $C = 0,3$; $\epsilon = 0,001$.

В таблице представлены критерии качества для всех построенных предсказательных моделей. Из таблицы видно, что предсказательные модели на основе искусственной нейронной сети и решающего леса обладают наибольшей предсказательной способностью и могут быть использованы при реализации подхода VM для контроля процесса формирования фоторезистивной маски для травления подзатворного заглибление.

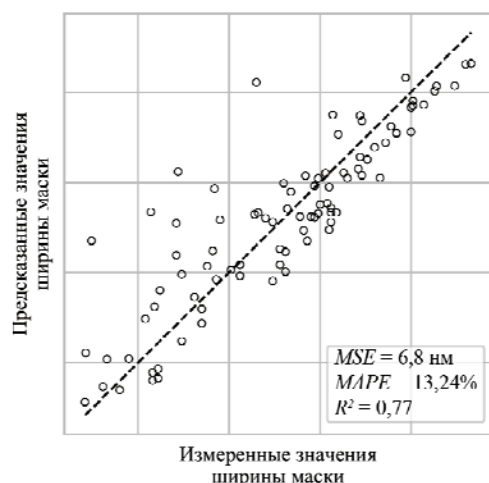


Рис. 3. Результат построения предсказательной модели на основе многомерной линейной регрессии

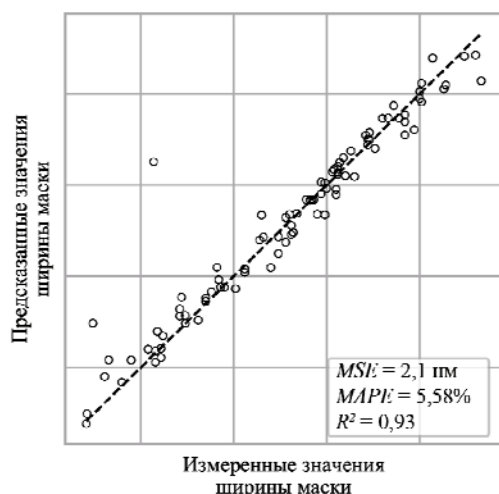


Рис. 4. Результат построения предсказательной модели на основе искусственной нейронной сети

Критерии качества предсказательных моделей

Критерий качества	Метод машинного обучения			
	Многомерная линейная регрессия	Метод опорных векторов	Искусственная нейронная сеть	Решающий лес
MSE, нм	6,8	7,8	2,1	3,9
MAPE, %	13,24	13,79	5,58	9,35
R^2	0,77	0,73	0,93	0,87

Заключение

В данной работе продемонстрирована возможность применения физико-технологического моделирования для исследования подхода виртуальной метрологии. Для обучения предсказательных моделей была построена физико-технологическая модель процесса формирования фоторезистивной маски для травления подзатворного заглабления полевого транзистора с затвором Шоттки. Анализ критериев качества для построенных предсказательных моделей позволил установить, что модель на основе искусственной нейронной сети обладает наибольшей предсказательной способностью, поскольку позволяет предсказывать ширину фоторезистивной маски с высокой точностью. Использование физико-

технологической модели позволяет сгенерировать данные, необходимые для обучения предсказательных моделей, не прибегая к сложным и дорогостоящим экспериментам, где требуется реальное технологическое оборудование. Дальнейшие расчеты будут направлены на исследование виртуальной метрологии для технологического блока формирования затвора полевого транзистора.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00-293.

Литература

- Qin S.J. Semiconductor manufacturing process control and monitoring: a fab-wide framework / S.J. Qin et al. // Journal of Process Control. – 2006. – Vol. 16, No. 3. – P. 179–191.
- Ringwood J.V. Estimation and control in semiconductor etch: practice and possibilities / J.V. Ringwood et al. // IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing. – 2010. – Vol. 23, No. 1. – P. 87–98.
- Hung M.H. A novel virtual metrology scheme for predicting CVD thickness in semiconductor manufacturing / M.H. Hung et al. // IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. – 2007. – Vol. 12, No. 3. – P. 308–316.
- Khan A.A. An approach for factory-wide control utilizing virtual metrology / A.A. Khan, J.R. Moyne, D.M. Tilbury // IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing. – 2007. – Vol. 20, No. 4. – P. 364–375.
- Lin T.H. A virtual metrology scheme for predicting CVD thickness in semiconductor manufacturing / T.H. Lin et al. // Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2006 (ICRA 2006). Orlando, FL, 15–19 May 2006. – IEEE, 2006. – P. 1054–1059.
- Hirai T. Adaptive virtual metrology design for semiconductor dry etching process through locally weighted partial least squares / T. Hirai, M. Kano // IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing. – 2015. – Vol. 28, No. 2. – P. 137–144.
- Park C. Virtual metrology modeling of time-dependent spectroscopic signals by a fused lasso algorithm / C. Park, S.B. Kim // Journal of Process Control. – 2016. – Vol. 42. – P. 51–58.
- Hirai T. Application of locally weighted partial least squares to design of semiconductor virtual metrology / T. Hirai, K. Hazama, M. Kano // 2014 IEEE Conference on Control Applications (CCA), Juan Les Antibes: IEEE, 2014. – P. 1771–1776.
- Su Y.C. Accuracy and real-time considerations for implementing various virtual metrology algorithms / Y.C. Su et al. // IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing. – 2008. – Vol. 21, No. 3. – P. 426–434.
- Khan A.A. An approach for factory-wide control utilizing virtual metrology / A.A. Khan, J.R. Moyne, D.M. Tilbury // IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing. – 2007. – Vol. 20, No. 4. – P. 364–375.
- Mahadeva Bhat K. Gate recess structure engineering in MESFETs to achieve higher Schottky breakdown voltage for switch MMIC applications / Bhat K. Mahadeva et al. // 2009 2nd International Workshop on Electronic Devices and Semiconductor Technology, Mumbai: IEEE, 2009. – P. 1–4.
- Коэффициент детерминации [Электронный ресурс] // MachineLearning.ru. Профессиональный информационно-аналитический ресурс, посвященный машинному обучению, распознаванию образов и интеллектуальному анализу данных. – Электрон. дан. – URL: <http://www.machinelearning.ru> (дата обращения: 07.03.2018).

Попов Артем Александрович
Магистрант каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: part.94@yandex.ru

Билевич Дмитрий Вячеславович
Магистрант каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: bilevichdmitry@ya.ru

Сальников Андрей Сергеевич
Канд. техн. наук, доцент каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: ansalnikov@gmail.com

Калентьев Алексей Анатольевич
Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: alexey.kalentyev@gmail.com

Добуш Игорь Мирославович
Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: igadobush@gmail.com

Гарайс Дмитрий Викторович
Ассистент каф. КСУП ТУСУРа

УДК 621.3.049.77

А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников, А.Е. Горяинов

Виртуальная метрология для контроля процесса химико-механической планаризации

Виртуальная метрология является одним из наиболее перспективных подходов для контроля и управления технологическими процессами производства микроэлектроники. В данной работе представлены результаты исследования виртуальной метрологии на примере технологического процесса химико-механической планаризации для прогнозирования скорости удаления материала полируемого слоя. Предложены методы экстракции признаков, позволяющих повысить предсказательную способность прогностических моделей. Разработаны модели на основе методов машинного обучения, позволяющие предсказывать значения средней скорости удаления материала полируемого слоя по данным с датчиков установки химико-механической планаризации.

Ключевые слова: виртуальная метрология, машинное обучение, полупроводниковое производство, химико-механическая планаризация, контроль техпроцессов.

Технологический процесс химико-механической планаризации (ХМП) широко применяется в производстве полупроводниковых интегральных схем для шлифовки, полировки и планаризации рельефа поверхности подложек [1]. Для оценки производительности и осуществления контроля техпроцесса ХМП проводят измерения толщины полируемого слоя до и после полировки и далее определяют скорость удаления материала полируемого слоя (MRR). На данный момент существует два основных подхода, используемых для контроля техпроцессов полупроводникового производства: контроль «от партии к партии» (L2L), где этап метрологии проходит небольшая доля всех обрабатываемых пластин, и контроль «от подложки к подложке» (W2W), где контролю подвергается каждая обрабатываемая пластина. С точки зрения стабильности технологии W2W-контроль является более предпочтительным, поскольку позволяет уменьшить технологический разброс и обеспечить высокий процент выхода годной продукции. Однако применение такой схемы контроля предполагает измерение результата техпроцесса для каждой пластины, что существенно увеличивает продолжительность производственного цикла.

Для решения данной проблемы была предложена виртуальная метрология (VM) – перспективный подход для контроля результата проведения технологического процесса, где традиционный этап изме-

рений с использованием метрологического оборудования заменяется прогнозированием результата метрологии для каждой подложки с использованием поведенческой модели. Прогнозирование результата проведения техпроцесса основано на данных с датчиков технологической установки и предыдущих результатах физических измерений [2]. В основе подхода «виртуальной метрологии» лежит поведенческая (предсказательная) модель на основе методов машинного обучения, в которой результат проведения технологического процесса (физического измерения) является функцией от результатов традиционной метрологии и данных с датчиков установки для текущего и предыдущих этапов производства. Системы на основе подхода VM были предложены для нескольких типов технологических процессов [3–7]. Применяя подходы на основе анализа данных, виртуальная метрология сводится к задаче восстановления регрессии, где результат метрологии предсказывается моделью на основе методов машинного обучения.

Технология химико-механической планаризации

Планаризация – это процесс, используемый при изготовлении полупроводниковых интегральных схем и предназначенный для уменьшения перепада высоты между низшими и высшими точками рельефа на подложке вплоть до получения полностью плоской поверхности по всей её площади. На рис. 1

представлена схема установки для реализации процесса ХМП.

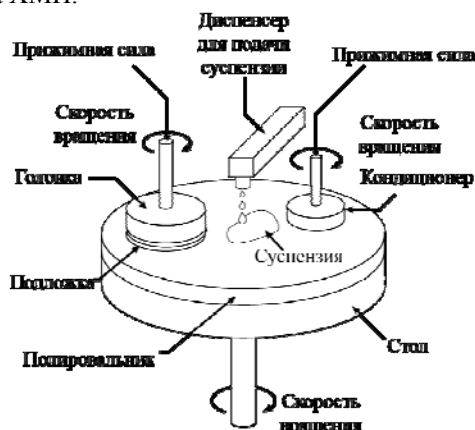


Рис. 1. Схема установки ХМП

В качестве объекта исследования выступали данные, предоставленные организаторами международного конкурса по машинному обучению PHM Data Challenge 2016.

Основной целью данного конкурса являлась разработка поведенческой модели процесса ХМП для предсказания средней скорости удаления материала полируемого слоя [8]. Участникам было предоставлено два набора данных: обучающая и контрольная выборка. Обучающая выборка представляла собой данные с датчиков оборудования ХМП, собранные в течение проведения различных этапов техпроцесса для определённых подложек. MRR была определена из измерений толщины слоя до начала техпроцесса ХМП и после его окончания. Число подложек в обучающей выборке составило 1981 шт., в контрольной – 424 шт.

Обработка данных и экстракция признаков

При построении предсказательных моделей следует проводить предварительный анализ признаков, поскольку не все параметры влияют на результат техпроцесса. В данном исследовании признаки из исходного набора данных отбирались на основе физической модели на уровне частиц, описанной в работе [9]. В связи с этим из списка входных параметров был удалён признак «состояние воды в кондиционере».

В процессе анализа данных было установлено, что значения скоростей удаления материала полируемого слоя для подложек, которые обрабатывались последовательно друг за другом, взаимосвязаны между собой. Пусть $MRR(t)$ – средняя скорость удаления материала при обработке текущей подложки, тогда $MRR(t-1)$ – средняя скорость удаления материала при обработке предыдущей подложки.

Исходный набор данных был отсортирован по начальному времени полировки подложек, после чего были построены диаграммы разброса $MRR(t)$ и $MRR(t-1)$ для первого поднабора данных, как показано на рис. 2, а. Также было установлено, что коэффициент корреляции между средней скоростью удаления материала для текущей и предыдущих подложек имеет наибольшее значение, если относи-

тельно текущей $MRR(t)$ рассматривается первая предыдущая подложка $MRR(t-1)$ (рис. 2, б). Таким образом, при построении предсказательных моделей в качестве дополнительного входного параметра (признака) был использован предыдущий результат метрологии (MRR для предыдущих подложек). С учётом дополнительных признаков для обучения поведенческих моделей было доступно более 40 входных параметров.

Для уменьшения размерности задачи был применён метод отбора признаков на основе статистического F-теста [10]. Суть метода заключается в вычислении коэффициентов корреляции между отдельными признаками и соответствующими ответами. Далее на основе рассчитанных коэффициентов вычисляется статистический критерий Фишера и определяется соответствующий уровень значимости. Уровень значимости характеризует вероятность того, что включение данного признака в модель окажется неправильным. Следовательно, в модель необходимо включать признаки, для которых было получено минимальное значение уровня значимости. Для автоматизации процедуры отбора признаков были определены соответствующие пороговые значения для каждого поднабора данных. Для проверки эффективности использования дополнительных признаков были построены три поведенческих модели процесса ХМП на основе линейной регрессии для каждого из поднаборов данных.

Предсказанные значения скорости удаления материала полируемого слоя, полученные с помощью данных моделей, были объединены в табл. 1 и сравнивались со значениями контрольной выборки. В табл. 1 представлены значения коэффициента детерминации [11] и среднеквадратичной ошибки при использовании дополнительных признаков и без них.

При построении поведенческих моделей на основе линейной регрессии использовался описанный ранее метод отбора признаков. Из таблицы видно, что применение дополнительных признаков позволяет существенно уменьшить ошибку предсказания MRR.

Построение предсказательных моделей

Для оценки предсказательной способности модели на всей контрольной выборке предсказанные ответы для трёх поднаборов данных были объединены в общую табл. 2.

Далее рассчитывались показатели точности для данных контрольной выборки и общей таблицы предсказанных ответов. Общие показатели точности для трёх наборов данных представлены на рис. 3.

Из рис. 3 видно, что на уровне всей контрольной выборки построенные модели на основе линейной регрессии обладают высокой точностью: средняя абсолютная ошибка предсказания MRR в процентах (MAPE) составляет 2,35%, в то время как коэффициент детерминации равен 0,991.

В процессе исследования были также построены поведенческие модели процесса ХМП на основе следующих методов машинного обучения:

- метод опорных векторов;
- искусственная нейронная сеть;
- композиция решающих деревьев.

В табл. 2 представлены оценки предсказательной способности построенных моделей на уровне

всей контрольной выборки. В целях сравнения также приведены оценки для модели на основе линейной регрессии. Из табл. 2 видно, что все использованные методы способны предсказывать значение MRR с высокой точностью.

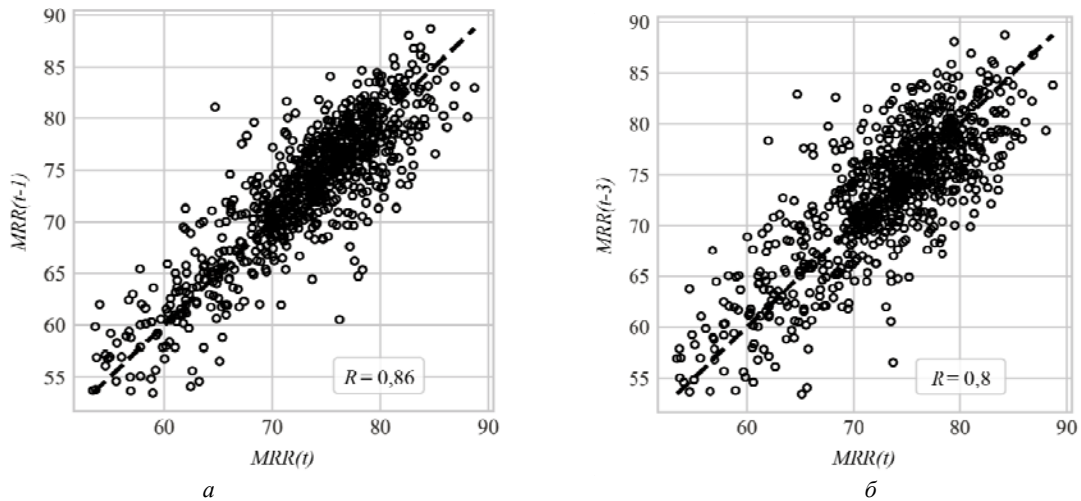


Рис. 2. Диаграмма разброса значений MRR для а – t-й и (t-1)-й подложек; б – t-й и (t-3)-й подложек

Таблица 1

Оценки качества регрессионных моделей с различными признаками

Критерий качества модели	Тип входных параметров модели (признаков)	
	Средние значения данных с датчиков установки и время полировки	Средние значения данных с датчиков установки, время полировки и MRR для предыдущих подложек
Среднеквадратичная ошибка MSE	20,97	10,60
Коэффициент детерминации R ²	0,976	0,988

Таблица 2

Результаты построения предсказательных моделей процесса ХМП

Номер поднабора данных	Критерий качества модели	Метод машинного обучения			
		Линейная регрессия	Метод опорных векторов	Искусственная нейронная сеть	Композиция решающих деревьев
Вся контрольная выборка	MSE	7,64	7,59	7,68	7,82
	MAPE	2,35	2,36	2,34	2,36
	R ²	0,991	0,991	0,991	0,991
	R	0,996	0,996	0,996	0,996

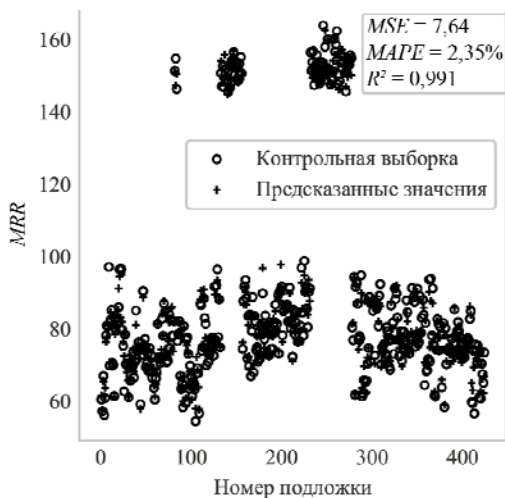


Рис. 3. Результат построения предсказательной модели на основе линейной регрессии

Заключение

В данной работе предложен вариант реализации подхода VM для процесса ХМП. Для построения предсказательных моделей были использованы следующие методы машинного обучения: линейная регрессия, искусственная нейронная сеть, регрессия на основе метода опорных векторов, композиция решающих деревьев. Эффективность данных моделей была протестирована на данных международного конкурса по машинному обучению PHM Data Challenge 2016. Задача данного конкурса состояла в корректном предсказывании средней скорости удаления материала полируемого слоя – ключевого параметра контроля производительности процесса ХМП.

В процессе исследования был проведён анализ данных с датчиков оборудования ХМП, проведена экстракция дополнительных признаков, введение которых позволило существенно повысить предска-

зательную способность всех использованных методов машинного обучения. Предложенный метод построения предсказательных моделей может применяться для поведенческого моделирования других технологических процессов полупроводникового производства.

Дальнейшие исследования будут направлены на повышение робастности предсказательных моделей и применение предложенных методов для контроля техпроцессов действующего производства в реальном времени.

Работа выполнена при финансовой поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере (договор (соглашение) № 12906ГУ/2018 от 27.04.2018 г.).

Литература

- Steigerwald J.M. Chemical mechanical planarization of microelectronic materials / J.M. Steigerwald., S.P. Murarka, R.J. Gutmann. – Weinheim: Wiley-VCH Verlag, 2007. – 337 p.
- Chang Y. Virtual metrology technique for semiconductor manufacturing / Y. Chang et al. // The 2006 IEEE International Joint Conference on Neural Network Proceedings. – Vancouver: IEEE, 2006. – P. 5289–5293.
- Hirai T. Adaptive virtual metrology design for semiconductor dry etching process through locally weighted partial least squares / T. Hirai, M. Kano // IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing. – 2015. – Vol. 28, No. 2. – P. 137–144.
- Park C. Virtual metrology modeling of time-dependent spectroscopic signals by a fused lasso algorithm / C. Park, S.B. Kim // Journal of Process Control. – 2016. – Vol. 42. – P. 51–58.
- Hirai T. Application of locally weighted partial least squares to design of semiconductor virtual metrology / T. Hirai, K. Hazama, M. Kano // 2014 IEEE Conference on Control Applications (CCA), Juan Les Antibes: IEEE, 2014. – P. 1771–1776.
- Su Y.C. Accuracy and real-time considerations for implementing various virtual metrology algorithms / Y.C. Su [et al.] // IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing. – 2008. – Vol. 21, No. 3. – P. 426–434.
- Khan A.A. An approach for factory-wide control utilizing virtual metrology / A.A. Khan, J.R. Moyne, D.M. Tilbury // IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing. – 2007. – Vol. 20, No. 4. – P. 364–375.
- PHM Data Challenge 2016 [Electronic resource] / The Prognostics and Health Management Society. – Electronic data. – New York, [2016]. – URL: <https://www.phmsociety.org/events/conference/phm/16/data-challenge> (access date: 15.03.2018).
- Luo J. Integrated modeling of chemical mechanical planarization for sub-micron IC fabrication. From particle scale to feature, die and wafer scales / J. Luo, D.A. Dornfeld. – Berlin: Springer-Verlag, 2004. – 331 p.
- Сенин А. Методы отбора переменных в регрессионные модели [Электронный ресурс] / А. Сенин // Технологии анализа данных / BaseGroup Labs. – Электрон. дан. – URL: <https://basegroup.ru/community/articles/feature-selection> (дата обращения: 18.03.2018).
- Коэффициент детерминации // MachineLearning.ru. Профессиональный информационно-аналитический ресурс, посвященный машинному обучению, распознаванию образов и интеллектуальному анализу данных. – Электрон. дан. – URL: <http://www.machinelearning.ru> (дата обращения: 07.03.2018).

Попов Артем Александрович
Магистрант каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: part.94@yandex.ru

Билевич Дмитрий Вячеславович
Магистрант каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: bilevichdmitry@ya.ru

Сальников Андрей Сергеевич
Канд. техн. наук, доцент каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: ansalnikov@gmail.com

Горяинов Александр Евгеньевич
Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: goryainov.alex@gmail.com

УДК 532.231

А.Е. Петрюк

Оптические свойства пленок ИТО на кремнии и на стекле

Исследованы оптические свойства пленок ИТО, полученных методом магнетронного распыления на постоянном токе из компактной мишени на подложки монокристаллического кремния и покровного стекла. Исследованы спектры пропускания и отражения в видимом и инфракрасном диапазоне длин волн.

Ключевые слова: ИТО, коэффициент пропускания, коэффициент отражения, магнетронное распыление.

ИТО (indium tin oxide) – оксид индия, легированный оловом, представляет собой проводящий материал электронного типа проводимости, который сочетает в себе высокую электропроводность и прозрачность в видимом диапазоне длин волн [1].

В настоящее время пленки на основе оксида индия–олова активно используются для создания

элементов солнечных батарей, прозрачных электродов, жидкокристаллических и сенсорных экранов, светодиодов. Также благодаря способности отражать ИК-излучения, можно использовать в теплозащите [2, 3]. Вследствие широкой области применения покрытий на основе оксида индия–олова вопрос формирования этих покрытий с высокими выходными характеристиками является актуальным.

Материалы и методы исследования

В данной работе исследовались пленки ИТО толщиной 100–150 нм, напыленные методом магнетронного распыления компактной оксидной мишени (кислород – 5%) на постоянном токе на подложки покровного стекла. Напыление проводилось в среде аргона при давлении 7–8 мТорр (0,93–1,07 Па). Одна группа пленок на покровном стекле не отжигалась, другая отжигалась в атмосфере азота при температуре 560 °С в течение 7 мин. Напыление на подложки высокоомного монокристаллического кремния проводилось в смеси газов кислорода и аргона из сплава оксида индия и олова с разным процентным содержанием кислорода в атмосфере напыления – 5% (образец № 1) и 10% (образец № 2). После напыления образцы отжигались в атмосфере азота при температуре 560 °С в течение 25 мин.

Исследование оптических свойств проводилось методом Фурье-спектроскопии с помощью спектрометра FT-801 и методом эллипсометрии (автоматический спектральный эллипсометрический комплекс «Эллипс-1891 САГ»).

Результаты эксперимента

С помощью метода эллипсометрии были измерены показатели преломления, а также пропускание и отражение плёнок ИТО на покровном стекле до и после отжига при длине волны излучения $\lambda=480$ нм, значения которых приведены в таблице.

Оптические параметры плёнок ИТО

	Показатель преломления n	Показатель поглощения k	Коэффициент отражения R
Без отжига	2,25	0,054	0,21
После отжига	1,96	0,198	0,41

Из таблицы видно, что показатель преломления с отжигом уменьшается, а показатель поглощения и коэффициент отражения увеличиваются.

Полученные зависимости коэффициента пропускания от длины волны излучения в видимом и ИК-диапазоне длин волн представлены на рис. 1.

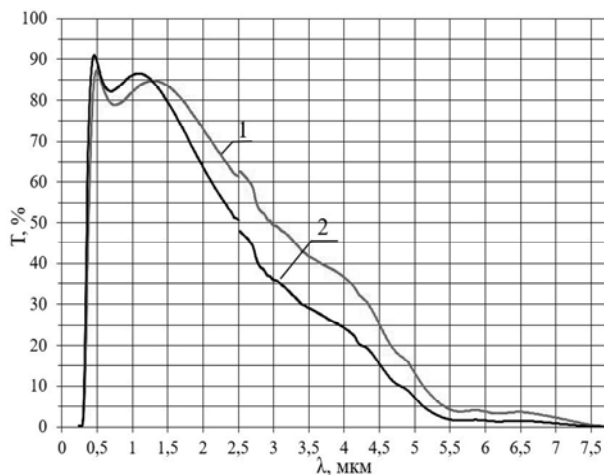


Рис. 1. Спектр пропускания плёнок ИТО:
1 – ИТО без отжига; 2 – ИТО после отжига

В видимой области спектра наблюдается увеличение коэффициента пропускания после отжига. Это связано с упорядочиванием структуры после термической обработки – частичным переходом к кристаллической структуре.

В ближней и средней ИК-области наблюдается увеличение поглощения после отжига вследствие увеличения концентрации свободных электронов в зоне проводимости, что подтверждается измерением удельного сопротивления.

Уменьшение коэффициента пропускания в средней ИК-области связано с поглощением в стеклянной подложке. В области от 500 до 1500 нм наблюдается интерференция света.

На рис. 2 представлена зависимость коэффициента отражения от частоты для образцов.

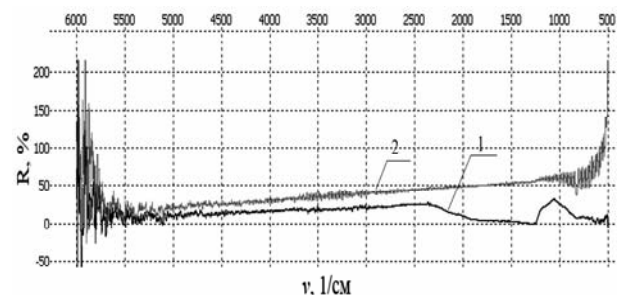


Рис. 2. Спектр отражения плёнок ИТО:
1 – ИТО без отжига; 2 – ИТО после отжига

Из графика видно, что с увеличением длины волны излучения коэффициент отражения увеличивается, это связано с тем, что показатель преломления пленки выше, чем показатель преломления стекла.

Методом Фурье-спектроскопии были получены спектры пропускания пленок ИТО на подложках кремния в инфракрасном диапазоне. На рис. 3 представлена зависимость коэффициента пропускания от частоты для образцов на подложке кремния [4].

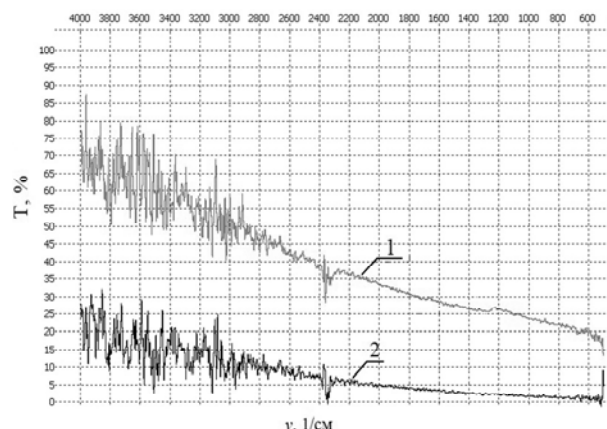


Рис. 3. Спектры пропускания:
1 – образец №1 с содержанием кислорода 5%;
2 – образец №2 с содержанием кислорода 10%

Из графиков видно, что пленки с меньшим содержанием кислорода в атмосфере напыления обладают большим коэффициентом пропускания и большей прозрачностью. Значения коэффициента

пропускания при длине волны 2,5 мкм для 1-го образца – 70%, для 2-го образца – 25%. В сторону дальней ИК-области поглощение увеличивается за счет увеличения концентрации свободных электронов.

На рис. 4 представлен спектр отражения для образцов на подложке кремния.

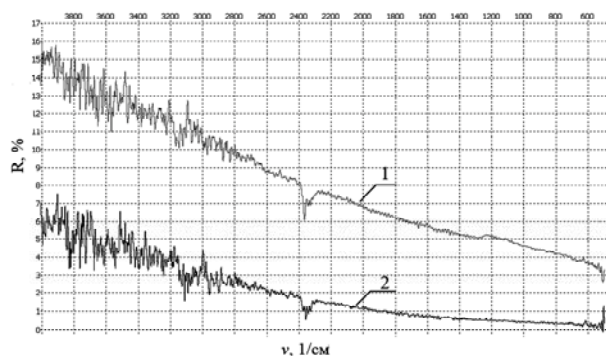


Рис. 4. Спектры отражения:

1 – образец №1 с содержанием кислорода 5%;
2 – образец №2 с содержанием кислорода 10%

Из графиков можно определить значения коэффициентов отражения для длины волны 2,5 мкм: для образца №1 – 15%, для образца №2 – 6%. В ближней ИК-области оптического диапазона коэффициент отражения больше, чем в дальней ИК-области. Это связано с тем, что коэффициент преломления у кремния 3,8, а у ИТО равен 2, следовательно, данная система пленка–подложка является антиотражающей.

Заключение

Таким образом, установлено, что исследованные пленки ИТО, напыленные в атмосфере с содержанием кислорода 5% в атмосфере напыления, об-

ладают большей прозрачностью и большими коэффициентами пропускания и отражения, чем с содержанием кислорода 10%. Отжиг пленок при температуре 560 °С в течение 25 мин приводит к увеличению коэффициента отражения до 20% и уменьшению коэффициента пропускания до 60%. Полученные пленки ИТО позволяют использовать их в производстве оптоэлектронных полупроводниковых устройств видимого и ближнего ИК-диапазона длин волн.

Литература

1. Kim Y.J. Effect of oxygen flow rate on ITO thin films deposited by facing targets sputtering / Y.J. Kim, S.B. Jin, S.I. Kim, Y.S. Choi // *Thin Solid Films*. – 2010. – Vol. 518. – P. 6241.
2. Закирова Р.М. Разработка метода модификации свойств ИТО пленок ионно-лучевой обработкой при реактивном ВЧ-магнетронном напылении: автореф. ... канд. физ.-мат. наук. – Томск, 2013. – 128 с.
3. Смирнов С.В. Температурная и временная стабильность светового потока полупроводниковых источников света с люминофорным покрытием / С.В. Смирнов, А.А. Чистоедова // *Нанотехнологии: разработка, применение – XXI век*. – 2018. – Т. 10, № 2. – С. 20–24.
4. Петрюк А.Е., Чистоедова А.А. Оптические свойства пленок ИТО // *Перспективы развития фундаментальных наук: сб. тр. XV Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых (Томск, 24–27 апреля 2018 г.): в 7 т.* – Т. 2: Химия / под ред. И.А. Курзиной, Г.А. Вороновой. – Томск: Изд-во НИ ТГУ, 2018. – С. 249–251.

Петрюк Алена Евгеньевна
Студентка каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: petryuk.alena.325@mail.ru

УДК 621.3.049.77

Е.В. Ерофеев, Д.А. Шишкин, В.В. Курикалов, И.В. Федин

Разработка СВЧ-монолитных интегральных схем фазовращателя и усилителя мощности Ка-диапазона для создания информационно-коммуникационных систем следующего поколения (5G)

Представлены результаты разработки СВЧ-монолитной интегральной схемы шестизрядного фазовращателя и усилителя мощности диапазона частот 26–30 ГГц, предназначенных для создания информационно-коммуникационных систем нового поколения (5G). Минимальные ошибки по фазе и амплитуде СВЧ МИС-фазовращателя в диапазоне частот 26–30 ГГц составили 1,2 град и 0,13 дБ соответственно. Максимальная выходная мощность и КПД по добавленной мощности усилителя в точке сжатия коэффициента усиления на 1 дБ составили 30 дБм и 20% соответственно.

Ключевые слова: фазовращатель, усилитель мощности, 5G, GaAs.

Широкополосные беспроводные сети нового, пятого, поколения (5G) стали в настоящее время одним из основных направлений развития информационно-телекоммуникационной индустрии [1]. Ожидается, что сети 5G более чем на порядок повысят скорость передачи данных, а также на порядок

уменьшат сетевые задержки, что позволит создавать новые телекоммуникационные сервисы для всех отраслей экономики.

Отличительной особенностью систем 5G является использование направленных антенных систем миллиметрового диапазона. В качестве перспектив-

ных полос частот для сетей 5G рассматриваются полосы в диапазоне от 24 до 86 ГГц. При этом достигается существенный энергетический выигрыш по сравнению с традиционными системами беспроводной связи. Благодаря малой длине волны физические размеры антенных систем миллиметрового диапазона при высоком усилении очень малы – шаг между элементами антенной решетки составляет половину длины волны. Активные решетки можно формировать на подложках микросхем, что существенно упрощает и удешевляет элементную базу и разработку систем связи в целом. Кроме того, благодаря высокой направленности антенных систем миллиметрового диапазона достигается высокая пространственная селективность – соседние устройства могут работать на одной частоте, не мешая друг другу, т.е. решается проблема высокоэффективного использования частотного ресурса.

Важнейшими элементами электронной компонентной базы приёмопередающей системы 5G являются усилители мощности и фазовращатели, обладающие необходимыми частотными характеристиками. Создание системы усилитель–фазовращатель на одном полупроводниковом кристалле позволяет обеспечить лучшее согласование и снизить энергетические потери. В данной работе представлены дискретные усилитель мощности и фазовращатель, выполненные по GaAs-технологии, что позволяет в перспективе изготовить систему усилитель–фазовращатель в интегральном исполнении.

Фазовращатель

С технической точки зрения приемопередающий тракт устройства 5G миллиметрового диапазона с перестраиваемой диаграммой направленности должны содержать в себе фазовращатель, выполненный на основе нитридных и арсенидных гетероструктур. Основными характеристиками фазовращателя являются: максимальный управляемый фазовый сдвиг, фазовое разрешение, вносимые потери, амплитудная и фазовая ошибки, полоса рабочих частот.

В данной работе представлены результаты разработки СВЧ-монокристаллической интегральной схемы шестиразрядного фазовращателя диапазона частот 26–30 ГГц, предназначенного для создания информационно-коммуникационных систем нового поколения (5G).

Конструктивно СВЧ МИС-фазовращателя содержит в своем составе шесть коммутируемых секций с номинальным вносимым фазовым сдвигом в диапазоне от 0 до 355° с шагом $5,625^\circ$ (рис. 1).

В качестве коммутационных элементов в схеме фазовращателя выступают нормально открытые полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТШ), выполненные по $0,25 \mu\text{м}$ GaAs pHEMT-технологии, работающие в режиме управляемого сопротивления канала [2].

На рис. 2 и 3 представлены частотные зависимости фазовой и амплитудной ошибок СВЧ МИС-фазовращателя. Минимальные ошибки по фазе и

амплитуде СВЧ МИС-фазовращателя в диапазоне частот 26–30 ГГц составили 1,2 град и 0,13 дБ соответственно.

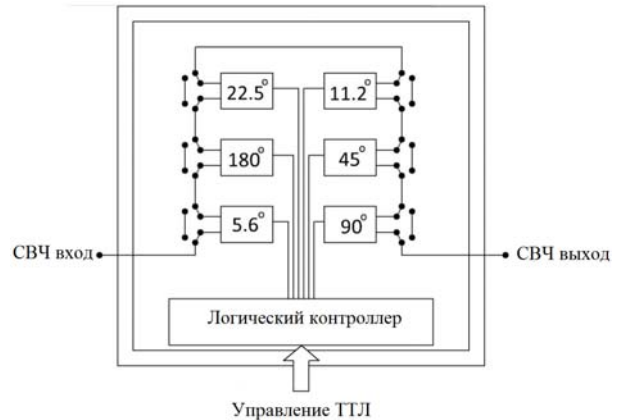


Рис. 1. Функциональная блок-схема СВЧ МИС-фазовращателя

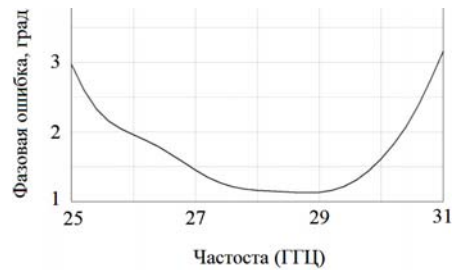


Рис. 2. Частотная зависимость фазовой ошибки СВЧ МИС-фазовращателя

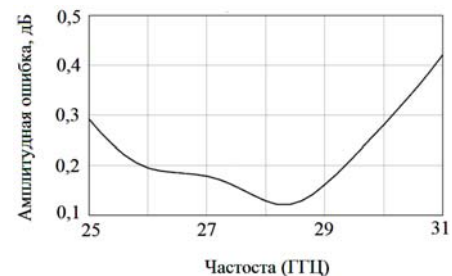


Рис. 3. Частотная зависимость амплитудной ошибки СВЧ МИС-фазовращателя

На рис. 4 представлена топология разработанной СВЧ-монокристаллической интегральной схемы фазовращателя. Диапазон рабочих частот 26–30 ГГц. Габаритные размеры кристалла $3,0 \times 2,2 \times 0,1 \text{ мм}$.

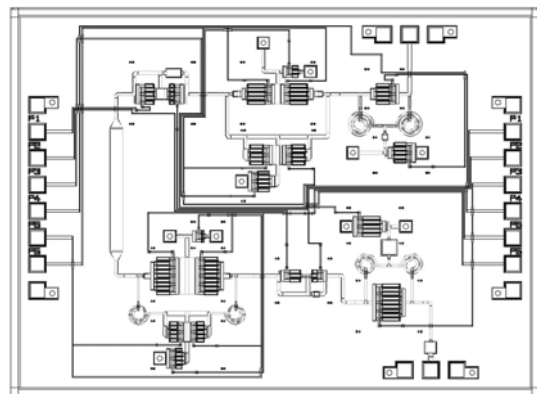


Рис. 4. Топология СВЧ-монокристаллической интегральной схемы шестиразрядного фазовращателя диапазона частот 26–30 ГГц

Усилитель мощности

В данном разделе представлены результаты разработки СВЧ-монокристаллической интегральной схемы усилителя мощности диапазона частот 26–30 ГГц, предназначенного для создания информационно-коммуникационных систем нового поколения (5G).

В основе усилителя лежит балансная схема с использованием моста Ланге, позволяющего обеспечить требуемый уровень входных и выходных возвратных потерь микросхемы [2]. Структура усилителя (рис. 5) включает в себя три блока активных элементов (АЭ1, АЭ2, АЭ3) и согласующие цепи (СЦ1, СЦ2, СЦ3, СЦ4).

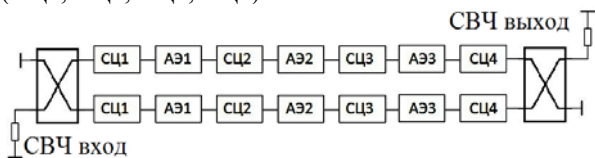


Рис. 5. Структурная схема разрабатываемого усилителя мощности

Рабочая точка транзисторов (номинальное напряжение питания и ток стока покоя) выбирается исходя из ограничений технологического процесса по максимальной частоте генерации и естественного спада усиления активного элемента. Три каскада позволяют получить требуемый уровень линейного коэффициента усиления. Требование по обеспечению выходной мощности определяет суммарную периферию выходного каскада. Трансформирующие цепи выполнены на основе низкочастотного и высокочастотного Г-звеньев. В зависимости от требуемого коэффициента трансформации импеданса между генератором и нагрузкой определяется количество звеньев каждой СЦ.

Межкаскадная трансформирующая цепь СЦ2 позволяет уменьшить неравномерность амплитудно-частотной характеристики усилителя, что в свою очередь снимает дополнительный критерий согласования при расчете трансформирующей цепи СЦ3, которая отвечает за передачу требуемого уровня мощности от транзисторов второго каскада (АЭ2) к транзисторам третьего каскада (АЭ3), необходимого для получения заданного уровня мощности на выходе усилителя. Устойчивость каждого из каскадов обеспечивается параллельной RC-цепочкой, включенной последовательно к затворам транзисторов. Использование мостов Ланге на входе и выходе усилителя позволяет достичь хорошего уровня возвратных потерь, даже при условии плохого согласования каждого из плеч балансной схемы.

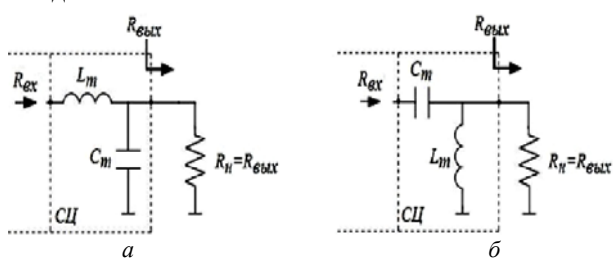


Рис. 6. Трансформирующие звенья: а – НЧ-тип; б – ВЧ-тип

На рис. 7 и 8 представлены линейные и нелинейные характеристики разработанного усилителя мощности. Топология монокристаллической интегральной схемы (рис. 9) выполнена по 0,25 мкм GaAs pHEMT-технологии. Размеры кристалла 3,5×2,5×0,1 мм.

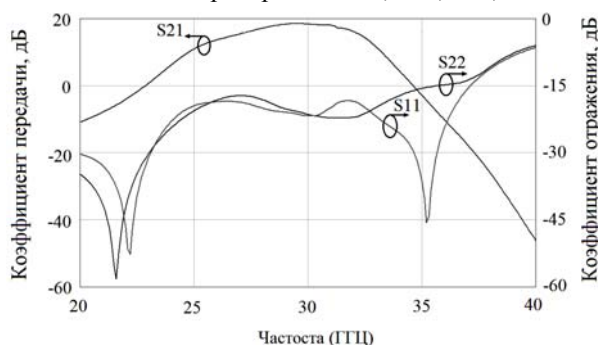


Рис. 7. Линейные параметры усилителя мощности

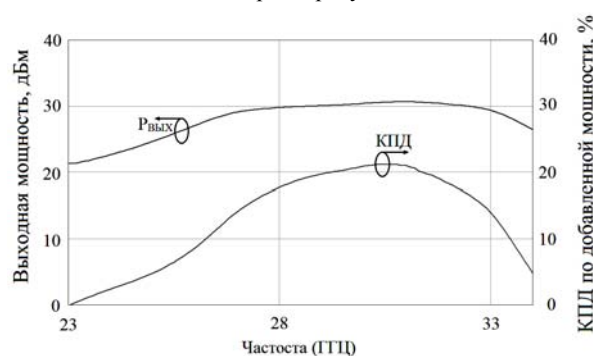


Рис. 8. Расчетная выходная мощность и КПД по добавленной мощности усилителя в точке сжатия коэффициента усиления на 1 дБ

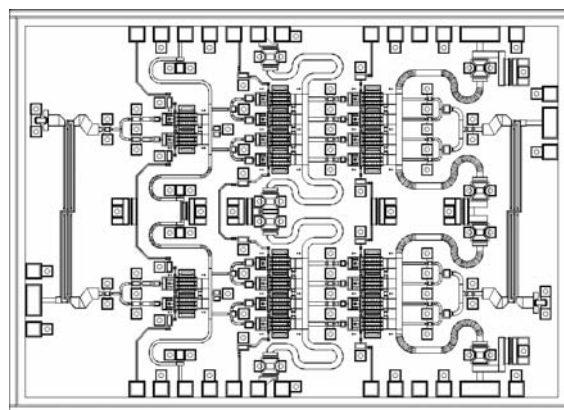


Рис. 9. Топология монокристаллической интегральной схемы усилителя мощности

Заключение

В результате проделанной работы была создана СВЧ-монокристаллическая интегральная схема шестизрядного фазовращателя диапазона частот 26–30 ГГц. Минимальные ошибки по фазе и амплитуде СВЧ МИС-фазовращателя в диапазоне частот 26–30 ГГц составили 1,2 град и 0,13 дБ соответственно. Также была разработана СВЧ-монокристаллическая интегральная схема усилителя мощности диапазона 26–30 ГГц. Максимальная выходная мощность и КПД по добавленной мощности усилителя в точке сжатия коэффициента усиления на 1 дБ составили 30 дБм и 20% соответ-

ственно. Представленные микросхемы могут быть использованы для применения в составе приемопередающих СВЧ-модулей для современных информационно-коммуникационных систем нового поколения (5G).

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (соглашение № 14.577.21.0250 от 26.09.17). Уникальный идентификатор проекта RFMEFI57717X0250.

Литература

1. Niu Y., Li Y., Jin D. et al. A Survey of Millimeter Wave (mmWave) Communications for 5G: Opportunities and Challenges. – 2015. – P. 17.
2. Gilmore R. Practical RF circuit design modern wireless systems. Volume II: Active circuits and systems / R. Gilmore, L. Besser. – Artech house, 2003. – 569 p.

Ерофеев Евгений Викторович
Канд. техн. наук, м.н.с. НИИ СЭС
Эл. почта: erofeev@sibmail.com

Курикалов Владимир Викторович
Инженер НИИ СЭС
Эл. почта: erofeev@sibmail.com

Шишкин Дмитрий Александрович
Инженер НИИ СЭС
Эл. почта: erofeev@sibmail.com

Федин Иван Владимирович
Инженер НИИ СЭС
Эл. почта: fedinivanvladimirovich@mail.ru

УДК 53.043; 537.876.46

О.А. Ульянова, В.С. Доценко, О.А. Доценко

Влияние концентрации углеродных нанонаполнителей на электрофизические характеристики композиционного материала

Наноструктурные композиционные материалы находят широкое применение в разных областях науки и техники. В данной статье приведены результаты исследования композиционного материала на основе многостенных углеродных нанотрубок и силикона. Измерения были проведены резонаторным методом. Результаты, полученные из измерений спектров диэлектрической проницаемости, показали, что при концентрации 6 % мас. внутри объема композиционного материала появляются перколяционные переходы, физически проявляющиеся в резком увеличении значений диэлектрической проницаемости.

Ключевые слова: углеродные нанотрубки, композиционный материал, диэлектрическая проницаемость, перколяционный переход.

В последнее десятилетие возрастает потребность в микроволновых поглощающих материалах, которые позволяют снизить уровень электромагнитных помех [1], возникающих в электронных компонентах и цепях при их работе, а также уменьшить обратное излучение от приемных антенн. Еще одной из причин разработки таких покрытий является то, что современные технологии позволили антенной технике перейти в более высокие частоты и более широкие полосы пропускания, и поэтому в настоящее время проводится достаточно большой объем исследований по вопросам уменьшения отражающих свойств летательных аппаратов. При этом возникает потребность в снижении размера и массы разрабатываемого покрытия.

Совместное исследование частотных электромагнитных свойств материалов – спектров диэлектрической $\epsilon^*(f) = \epsilon'(f) - i\epsilon''(f)$ и магнитной проницаемостей $\mu^*(f) = \mu'(f) - i\mu''(f)$ в микроволновой области – является важной задачей, так как именно их комбинация в конечном итоге влияет на электромагнитный отклик радиопоглощающего материала (РПМ) и определяет его эффективность.

При разработке поглощающих материалов к ним выдвигаются следующие требования: широкая полоса пропускания, низкий коэффициент отражения, а также небольшие толщина и масса. Для достижения широкой полосы пропускания и низкого коэффициента отражения необходимо, чтобы отношение действительной части магнитной проницаемости к действительной части диэлектрической проницаемости материала стремилось к единице, а также согласованию верхнего слоя материала со свободным пространством.

Наиболее обоснованным для решения такой задачи оказывается использование композиционных материалов на основе отражающих и поглощающих включений [2], активно взаимодействующих с электромагнитным излучением.

Обычно в качестве наполнителей при разработке поглотителей для сверхвысокочастотного диапазона излучения используются магнитные или металлические частицы [3]. Но при практическом использовании из-за их высокого удельного веса возникает проблема снижения массы готового изделия [4]. Поэтому существует потребность в эффективных

микроволновых поглощающих материалах, которые имеют относительно легкую массу, устойчивы к коррозии, структурному шуму и изгибам и которые также эффективны в поглощении электромагнитных волн в широкой полосе частот. При решении этого вопроса интерес ученых привлекли наноструктурные материалы и, в частности, углеродные нанотрубки из-за своей уникальной структуры и электрофизических свойств [5]. В качестве наполнителей [4, 6] сверхвысокочастотных защитных покрытий широко исследуются одностенные углеродные нанотрубки (ОУНТ) и многостенные углеродные нанотрубки (МУНТ).

Добавление в композиционный материал проводящих наноразмерных наполнителей, которыми являются нанотрубки [6], при их определенной концентрации приводит к переходу материала из диэлектрического состояния в проводящее. Этот переход отчетливо проявляется при изучении электрофизических характеристик исследуемых материалов (удельной проводимости, удельного объемного сопротивления). Для объяснения данного явления можно воспользоваться теорией перколяции (ТП), или протекания среды. ТП изучает воздействие связанных объектов в неупорядоченных средах на характеристики материалов. В физике перколяционный переход подразумевает геометрический фазовый переход, соответствующий геометрическому аналогу перехода металл – изолятор [7]. Необходимо отметить, что теория перколяции значима только в окрестности перехода. Вдали от перехода достаточно аппроксимации эффективной среды и перколяционный переход близок к фазовому переходу второго рода. Явление перколяции определяется средой, где существует протекание, внешними факторами, оказывающими влияние на систему, и способом протекания, зависящим от внешней среды.

В данной работе представлены результаты исследования динамических характеристик композиционных радиоматериалов на основе многостенных углеродных нанотрубок, полученных разложением углеводородного газа в СВЧ-плазмотроне, в диапазоне частот 3–13 ГГц.

Измерения проводились с помощью радиоспектроскопа микроволнового диапазона, который состоит из векторного анализатора цепей Agilent Technologies E8363В и набора трех многомодовых прямоугольных объемных резонаторов, перекрывающих частотный диапазон от 3 до 12 ГГц.

При изготовлении экспериментальных образцов в качестве связующего использовался силикон, так как этот материал после полимеризации обладает требуемыми упругомеханическими характеристиками. Диэлектрическая проницаемость ненаполненного силикона равна ≈ 2 отн. ед. Осуществлялось тщательное взвешивание наполнителя и связующего вещества на весах ShimadzuAUX-320 (погрешность $< 0,5$ мг). Затем составляющие композита соединялись в соответствующих соотношениях (по массе) и тщательно перемешивались до равномерного рас-

пределения наполнителя в объеме композита. Полученная смесь наносилась на горизонтальную поверхность тонким слоем толщиной 1,5–2 мм. В качестве армирующей основы для улучшения механических свойств покрытия использовалась тонкая полиамидная ткань толщиной 12 мкм. Полимеризация готового образца проводилась при комнатной температуре в течение суток. Образцы для исследования представляли собой тонкие длинные стержни размером $1,5 \times 2 \times 70$ мм².

На рис. 1 показаны спектры диэлектрической проницаемости композитов на основе силикона и МУНТ с разным процентным содержанием наполнителя по массе. Крупные значки соответствуют действительной части диэлектрической проницаемости, мелкие значки – мнимой части диэлектрической проницаемости. На частотных зависимостях каких-либо особенностей не наблюдается. Но видно, что при увеличении концентрации углеродного наполнителя значения диэлектрической проницаемости возрастают.

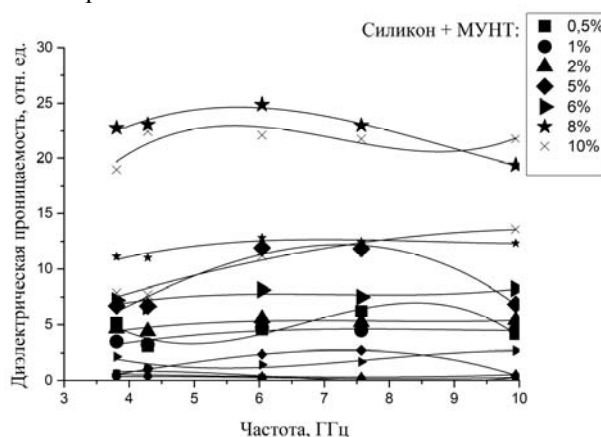


Рис. 1. Частотные зависимости диэлектрической проницаемости композитов на основе силикона и МУНТ

На рис. 2 представлены зависимости диэлектрической проницаемости исследуемых образцов от процентного содержания МУНТ в композите.

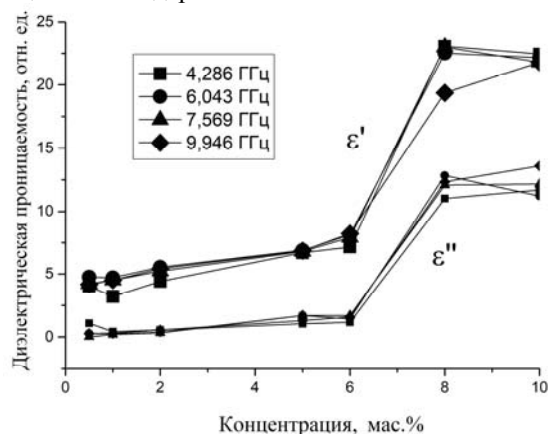


Рис. 2. Зависимость диэлектрической проницаемости от процентного содержания МУНТ в композите

Значения действительной части диэлектрической проницаемости композитов с концентрациями 0,5 мас.% – 5,0 мас.% в рассматриваемом частотном

диапазоне равны 5 отн. ед., при 6 мас.% $\epsilon' = 7,5$ отн. ед. А уже при 8 мас.% содержании МУНТ идет резкое возрастание диэлектрической проницаемости до $\epsilon' = 23,0$ отн. ед. Значения мнимой части диэлектрической проницаемости при 0,5–5,0% концентрациях в рассматриваемом частотном интервале равны 1 отн. ед., при 6% $\epsilon'' = 2,0$ отн. ед., а при 8 мас.% содержании МУНТ идет резкое увеличение значений до $\epsilon'' = 12,0$ отн. ед.

Отмеченное во время эксперимента увеличение значения величины диэлектрической проницаемости соответствует переходу материала из диэлектрического состояния в проводящее состояние. Это может быть вызвано тем, что часть нанотрубок, которые представляют собой длинные проводящие волокна, при такой концентрации переходит в соприкосновение друг с другом, и внутри композита появляются перколяционные переходы, физически проявляющиеся в резком увеличении значений диэлектрической проницаемости.

Таким образом, проведенное исследование показало, что композиционный материал, состоящий из силикона и углеродных наноструктур, имеет ярко выраженный порог перколяции при концентрации нанотрубок более 6 мас.%.

В дальнейшем необходимо провести исследования для других типов связующих и углеродных нанотрубок.

Измерения спектров диэлектрической проницаемости произведены на оборудовании аккредитованного на техническую компетентность ЦКП «Центр радиофизических измерений, диагностики и исследования параметров природных и искусственных материалов ТГУ» [8].

Работа выполнена в рамках Программы повышения конкурентоспособности Томского государственного университета.

Благодарим за помощь в работе доцента ТГУ В.И. Суслаява и доцента ТГУ Г.Е. Кулешова.

Литература

1. Min D., Zhou W., Luo F., Zhu D. Facile preparation and enhanced microwave absorption properties of flake

carbonyl iron/Fe₃O₄ composite // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. – 2017. – Vol. 435. – P. 26–32.

2. Afghahi S., Jafarian M., Atassi Y. A promising lightweight multicomponent microwave absorber based on doped barium hexaferrite/calcium titanate/multiwalled carbon nanotubes // Journal of Nanoparticle Research. – 2016. – Vol. 7. – P. 1–11.

3. Bychanok D., Gorokhov G., Meisak D., Kuzhir P., Maksimenko S. Design of carbon nanotube-based broadband radar absorber for Ka-band frequency range, Progress In Electromagnetics Research. – M., 2017. – Vol. 53. – P. 9–16.

4. Nwigboji I.H., Ejembi J.I., Wang Z., Bagayoko D., Zhao G.-L. Microwave absorption properties of multi-walled carbon nanotube (outer diameter 20–30 nm) – epoxy composites from 1 to 26.5 GHz // Diamond and Related Materials. – 2015. – Vol. 52. – P. 66–71.

5. Mazov I.N., Kuznetsov V.L., Moseenkov S.I. et al. Electrophysical and electromagnetic properties of pure MWNTs and MWNT/PMMA composite materials depending on their structure // Fullerenes, Nanotubes and Carbon Nanostructures. – 2010. – Vol. 18, No. 4. – P. 505–515.

6. Arjmand M., Sundararaj U. Impact of BaTiO₃ as insulative ferroelectric barrier on the broadband dielectric properties of MWCNT/PVDF nanocomposites // Polymer Composites. – 2016. – Vol. 37, Iss. 1. – P. 299–304.

7. Slepyan G., Boag A., Mordachev V. et al. Nanoscale electromagnetic compatibility: quantum coupling and matching in nanocircuits // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility – 2015. – Vol. 57, No. 6. – P. 1645–1654.

8. <http://ckp.tsu.ru/about/directions/radiophysics/>

Ульянова Ольга Александровна

Аспирант каф. РЭ НИ ТГУ

Эл. почта: uloa2270@mail.ru

Доценко Вероника Сергеевна

Аспирант каф. РЭ НИ ТГУ,

специалист отд. матер.-техн. обеспечения

АО НПФ «МИКРАН»

Эл. почта: dotsenko_veronika@rambler.ru

Доценко Ольга Александровна

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. РЭ НИ ТГУ,

доцент каф. КУДР ТУСУРА

Эл. почта: dol@mail.tsu.ru

УДК 57.088

А.Б. Черепяхин, Р.В. Ромашко, А.М. Захаренко, Т.А. Ефимов

Функционализация кремниевого микрокантилевера для детектирования концентрации биологических молекул

Представлен метод функционализации кремниевого микрокантилевера, который может быть использован для создания сенсора измерения концентрации биологических молекул в жидких средах. Чувствительным слоем микрокантилевера являются молекулы БСА (Bovine Serum Albumine – бычий сывороточный альбумин), для закрепления которых на кантилевер был нанесен слой золота, активированный раствором NHS-EDC (N-гидроксисукцинимид + 1-этил-3-(3-диметиламинопропил-карбодимид). Связывание молекул с микрокантилевером приводит к изменению его резонансной частоты, которая в свою очередь измеряется адаптивным интерферометром. По изменению резонансной частоты определяются масса присоединенных молекул и концентрация исследуемого раствора.

Ключевые слова: микрокантилевер, биосенсор, адаптивный интерферометр.

Благодаря иммобилизации микромеханических осцилляторов-кантилевров осуществляется эффективное обнаружение комплементарных молекул материала путем оптимизации взаимодействия между молекулами в исследуемой среде и молекулами на поверхности кантилевера. При функционализации кантилевера необходимо учитывать несколько факторов. Прежде всего, прикрепленные молекулы должны связываться с микромеханическим осциллятором так, чтобы в процессе колебаний осциллятора (кантилевера) не происходило их отсоединения. Во-вторых, молекулы, прикрепленные в результате функционализации, должны хорошо связываться с исследуемым веществом.

В настоящей работе для создания сенсора биологических молекул выполнена иммобилизация молекул БСА на поверхности кремниевого микрокантилевера размером $225 \times 43 \times 7$ мкм прямоугольной формы, покрытого золотом, с помощью метода ковалентной иммобилизации белков посредством активации карбоксильных и аминогрупп смесью NHS-EDC [1]. Слой BSA молекул обладает способностью присоединять широкий спектр белковых молекул. Кроме того, слой BSA молекул, используется как буфер (матрица) для других молекул в том числе антител, благодаря которым достигается специфичное детектирование искомым молекул.

Функционализация микрокантилевера

Лишь немногие химические группы обеспечивают конъюгирование карбоновых кислот (-COOH) с белками. Наиболее широко используются карбодимиды: водорастворимый EDC и нерастворимый в воде DCC. EDC вступает в реакцию с карбоксильными группами с образованием активной O-ацилизо-мочевины, которая легко вытесняется нуклеофильной атакой из первичных аминогрупп в реакционной смеси. EDC сшивание наиболее эффективно в кислой среде (pH 4,5) и должно выполняться в средах, лишенных посторонних карбоксилатов и аминов. Пара из EDC и NHS (N-гидроксисукци-нимид) карбоксилатов образует сложный эфир, который значительно более стабилен, чем O-ацилизо-мочевина. Способность сшивать первичные амины с карбоновыми кислотами с использованием EDC является мощным и универсальным инструментом для сшивания пептидов и белков, подготовки биосен-соров и иммобилизации макромолекул для применения во многих методах обнаружения и анализа белковых молекул [2, 3].

Перед химической функционализацией микрокантилевер был очищен в ацетоне и этаноле, после чего помещен в вакуумную камеру. В вакуумной камере с помощью источника ионов Ag^+ с поверхности микрокантилевера был удален слой толщиной около 20 \AA и нанесена пленка золота толщиной 10 нм (чистота материала 99,99%, давление в камере 4×10^{-5} , скорость осаждения $6 \text{ \AA}/\text{с}$, температура поверхности микрокантилевера во время осаждения 90°C), как показано на рис. 1, а. При выборе толщины золотой пленки, осаждаемой на микрокантиле-

вер, учитывалось несколько факторов: во-первых, при осаждении пленки толщиной менее 5 нм на поверхности микрокантилевера не образуется неразрывного слоя, золото в этом случае осаждается «островками», вследствие чего поверхность микрокантилевера будет активирована не полностью и чувствительность сенсора с таким микрокантилевером будет заметно ниже; во-вторых, с увеличением толщины пленки уменьшаются частота колебаний и добротность микрокантилевера. Уменьшение добротности приводит к уменьшению точности определения частоты собственных колебаний микрокантилевера, что в свою очередь ухудшает метрологические характеристики сенсора в целом. Таким образом, толщина золотой пленки должна быть такой, чтобы сформировалась непрерывная пленка без разрывов, при этом сама пленка должна оказывать минимальное влияние на механические свойства микрокантилевера. Экспериментально установлено, что осаждения 7–15 нм золота на поверхность микрокантилевера достаточно для формирования пленки, удовлетворяющей указанным выше требованиям. После активации микрокантилеверы помещались в проточную кювету (рис. 1, б) объемом 4 мл, заполнялись раствором Na_2HPO_4 с концентрацией 0,013 М/мл и pH = 8,6. Сама кювета устанавливалась в объектный пучок адаптивного интерферометра [4]. Перед измерением резонансной частоты в кювету было введено 2,5 мл раствора BSA с концентрацией 5 мг/мл.

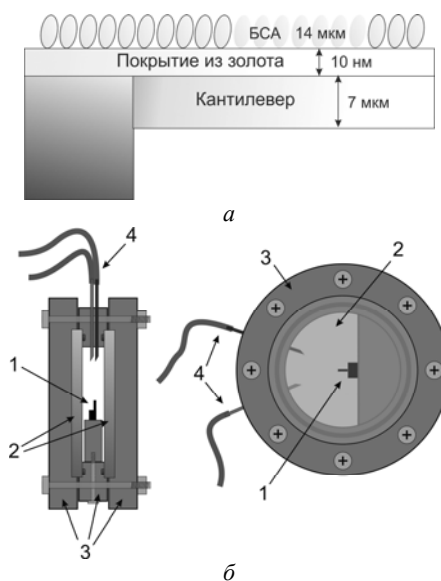


Рис. 1. Расположение покрытия из золота и присоединенного слоя БСА (бычий сывороточный альбумин) на кремниевом микрокантилевере – а.

Жидкостная проточная кювета для детектирования концентрации биологических молекул – б, где 1 – кремниевый микрокантилевер; 2 – окна из стекла просветляющим покрытием; 3 – фторопластовый корпус кюветы; 4 – каналы для подвода и отвода жидкости

Вследствие связывания молекул белка с активированной поверхностью микрокантилевера увеличивалась его масса и как следствие уменьшалась его

резонансная частота. В свою очередь, резонансная частота измеряется с помощью адаптивного интерферометра. По сдвигу резонансной частоты численно рассчитывается изменение массы, присоединенной к микрокантилеверу [4].

Суммарное изменение массы микрокантилевера при времени экспозиции 30 мин составило $2,2 \pm 0,3$ нг, что указывает на присоединение слоя молекул BSA толщиной ~ 14 нм к активированной поверхности.

Заключение

Таким образом, в настоящей работе предложен метод функционализации кремниевого микрокантилевера, который заключается в закреплении слоя молекул БСА на поверхности кремниевого микрокантилевера, покрытого золотом. Благодаря способности БСА-молекул присоединять широкий спектр белковых молекул, достигается чувствительность биологического сенсора к изменению концентрации этих молекул. Слой БСА-молекул может быть использован как буфер для других молекул с целью создания биосенсора, обладающего специфичной чувствительностью к исследуемым молекулам.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта №18-32-00574.

Литература

1. Lee S. Chemical functionalization of AFM cantilevers: Diss. – Massachusetts Institute of Technology, 2005.
2. Bergfeld A.K. Metabolism of vertebrate amino sugars with N-glycolyl groups: elucidating the intracellular fate of the

non-human sialic acid N-glycolylneuraminic acid / A.K. Bergfeld, O.M. Pearce, S.L. Diaz et al. // Journal of Biological Chemistry. – 2012. – P. jbc. M112. 363549.

3. Olsson N. Quantitative proteomics targeting classes of motif-containing peptides using immunoaffinity-based mass spectrometry / N. Olsson, P. James, C.A. Borrebaeck, C. Wingren // Molecular & Cellular Proteomics. – 2012. – P. mcp. M111. 016238.

4. Romashko R.V. Resonance Microweighting Approach with Using Adaptive Interferometer / R.V. Romashko, T.A. Efimov, Y.N. Kulchin // Pacific Science Review – 2012. – Vol. 14, No. 3. – P. 334–336.

Черепяхин Артем Борисович

Студент каф. нанофотоники и метаматериалов
Санкт-Петербургского ИТМО.
Мл. науч. сотр. ИАПУ ДВО РАН
Эл. почта: cherepakhinab@yandex.ru

Ромашко Роман Владимирович

Д-р физ.-мат. наук, вед. науч. сотр. ИАПУ ДВО РАН
Эл. почта: romashko@iacp.dvo.ru

Захаренко Александр Михайлович

Канд. хим. наук, с.н.с. ДВФУ
Эл. почта: zakharenko.am@dvfu.ru

Ефимов Тимофей Александрович

Мл. науч. сотр. ИАПУ ДВО РАН
Эл. почта: tim2vl@yandex.ru

УДК 538.975

Ю.С. Жидик, П.Е. Троян, А.В. Ильиных, Ю.В. Сахаров

Изменение поверхностного сопротивления GaN при напылении тонкопленочных слоев методом магнетронного распыления

Приводятся исследования, связанные с оценкой изменения поверхностного сопротивления полупроводниковых пластин на основе GaN, происходящего в результате напыления на их поверхность пленок ИТО методом реактивного магнетронного распыления с применением магнитной отклоняющей системы и без нее. Показано, что магнитная отклоняющая система в значительной степени препятствует изменению поверхностного сопротивления GaN.

Ключевые слова: полупроводниковая гетероструктура, электронно-ионная бомбардировка, радиационные дефекты, магнитное смещение заряженных частиц.

В настоящее время эпитаксиальные структуры на основе соединений InGaN/GaN играют важную роль при создании высокоэффективных приборов микро- и оптоэлектроники, обеспечивая им высокие мощностные и частотные характеристики. Однако из-за того, что толщины слоев гетероструктур большинства современных полупроводниковых приборов часто не превышают одного-двух десятков нанометров, некоторые технологические операции, например нанесение тонкопленочных слоев методом магнетронного распыления, становятся неприемле-

мыми из-за создания большой концентрации радиационных дефектов, приводящих к деградации структуры и всего прибора в целом [1–4].

Примерами этого могут являться работы коллективов, связанных с разработкой гетероструктурной СВЧ-электроники и технологией производства светодиодных кристаллов. В работе [1] Л.Э. Великовским и др. описываются особенности разработанной ими технологии изготовления СВЧ-полевых транзисторов с барьером Шоттки. Авторами отмечается, что при формировании подзатворных углубле-

ний РИТ вносимые в используемую гетероструктуру *n-i-GaN* радиационные дефекты приводят к нежелательному увеличению токов утечки затвора.

Нанесение *p*-контактов методом магнетронного распыления на светодиодные структуры *AlGaInN* также приводит к ее деградации. Так, в работах коллектива из ФТИ им. А.Ф. Иоффе [2, 3], длительное время осуществляющего исследования в данной области, отмечается, что формирование омического контакта к *p-GaN* методом магнетронного распыления создает дефекты кристаллической структуры в подложке, существенно повышающие контактное сопротивление.

Одна из моделей механизма образования точечных дефектов в *p-n*-переходе светодиодных структур на основе *InGaN/GaN* разработана в [4]. Авторами показано, что причиной деградации характеристик светодиодов является накопление точечных дефектов в активной области *p-n*-перехода в результате взаимодействия кристаллической решетки с горячими электронами вследствие интенсивной электронно-ионной бомбардировки. Горячие электроны образуются в компенсированном слое *p-n*-перехода, когда в нём возникает сильное дрейфовое электрическое поле при прямом смещении. В таком режиме наблюдается отклонение ВАХ от экспоненты и снижение внешнего квантового выхода из-за электрических потерь на участке дрейфового поля в компенсированном слое.

Возможные методы уменьшения бомбардировки заряженными частицами гетероструктур и растущих плёнок при магнетронном распылении были исследованы нами в [5]. Было показано, что наиболее эффективным методом отвода заряженных частиц от подложки является применение магнитной отклоняющей системы (рис. 1).

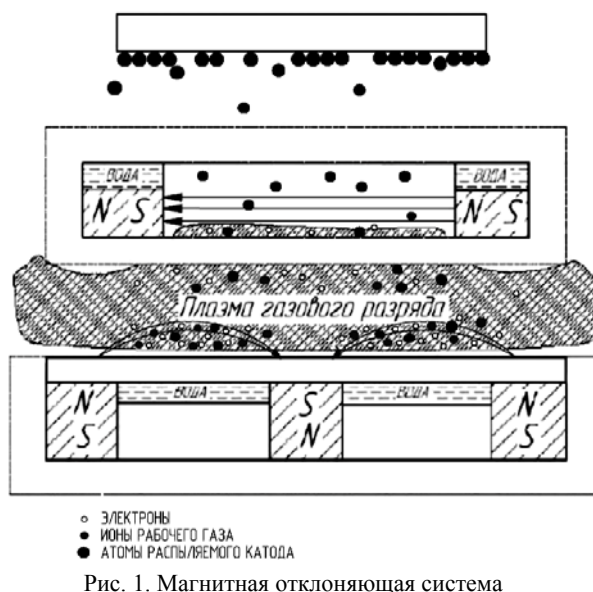


Рис. 1. Магнитная отклоняющая система

Указанная магнитная отклоняющая система устанавливается в промежутке между магнетронной распылительной системой и подложкой. Отклоняю-

щая система представляет собой прямоугольный корпус из стали с закрепленными в нем с двух противоположенных сторон магнитами таким образом, чтобы созданное ими магнитное поле во внутренней части системы было направлено ортогонально движению осаждаемых на поверхность полупроводниковой гетероэпитаксиальной структуры атомов распыляемой мишени. Проходя сквозь магнитное поле, сформированное во внутренней части отклоняющей системы, попавшие в нее заряженные частицы под действием силы Лоренца отклоняются от поверхности полупроводниковой гетероэпитаксиальной структуры в зависимости от своей массы и заряда. Таким образом, предотвращается бомбардировка поверхности полупроводниковой гетероэпитаксиальной структуры высокоэнергетичными частицами плазмы газового разряда и соответственно предотвращается образование в ней радиационных дефектов при напылении покрытий методом магнетронного распыления.

Цель данной работы состоит в исследовании изменения поверхностного сопротивления полупроводниковых подложек *GaN* после напыления на их поверхность тонкопленочных структур методом магнетронного напыления с применением указанной отклоняющей системы и без нее.

Для проведения исследований в качестве экспериментальных образцов были подготовлены идентичные подложки *GaN*, на поверхность которых были напылены пленки *ITO* методом реактивного магнетронного распыления по технологии, описанной нами в [6], с применением вышеописанной отклоняющей системы и без нее. После напыления пленок на поверхность подложек для измерения их поверхностного сопротивления пленки были стравлены 20% раствором *HCl*. Это позволило повысить чистоту проводимых экспериментов, исключив любые влияния на изменение поверхностного сопротивления образцов, вносимые непосредственно самой пленкой. Для измерения поверхностного сопротивления полупроводниковых подложек был использован четырехзондовый метод [7]. Результаты измерения поверхностного сопротивления образцов *GaN* после напыления на их поверхность пленок *ITO* с применением отклоняющей системы и без нее с последующим травлением пленок *ITO* представлены в таблице.

Измерение поверхностного сопротивления *GaN*

GaN		GaN без ОС		GaN с ОС	
R_s , кОм/□	$\langle R_s \rangle$, кОм/□	R_s , кОм/□	$\langle R_s \rangle$, кОм/□	R_s , кОм/□	$\langle R_s \rangle$, кОм/□
583	636	10197	9547	755	1493
777		9064		1036	
429		8240		2615	
906		11582		2115	
485		8652		944	

Анализируя полученные данные, можно сделать следующий вывод. Поверхностное сопротивление подложек *GaN*, на которые была нанесена пленка

ИТО методом магнетронного распыления с применением магнитной отклоняющей системы, отличается в 2,5 раза от исходного сопротивления чистого образца GaN в то время, как это же значение после напыления пленки без отклоняющей системы изменилось в 15,8 раза. По всей вероятности, такое изменение поверхностного сопротивления является именно следствием нарушения структуры материала, так как радиационные дефекты проявляют себя в полупроводниках как центры рекомбинации, изменяя время жизни неосновных носителей заряда, центры захвата, снижая концентрацию основных носителей, и как центры рассеяния, уменьшая их подвижность [8].

Таким образом, можно говорить, что предложенная нами магнитная отклоняющая система способствует предотвращению бомбардировки подложки высокоэнергичными заряженными частицами при напылении на ее поверхность тонких пленок ионно-плазменными методами.

В дальнейшем с использованием методики проведенных исследований предполагается изучение взаимодействия высокоэнергичных ионов и электронов плазмы газового разряда с поверхностью гетероструктур пониженной размерности при напылении на их поверхность пленочных структур методом магнетронного распыления. Это позволит более полно определить механизмы образования радиационных дефектов и установить пороговую энергию дефектообразования в гетероструктурах.

Ожидается, что планируемые результаты позволят разработать оптимальный способ устранения электронно-ионной бомбардировки поверхности гетероструктурных полупроводниковых подложек при напылении покрытий ионно-плазменными методами, не влияющий на их параметры.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-32-00708.

Литература

1. Великовский Л.Э., Красовицкий Д.М., Мокеров В.Г. и др. Полевые транзисторы на GaN // Тезисы докл. всерос. конф. «Нитриды галлия, индия и алюминия – структуры и приборы». МГУ им. Ломоносова, ФТИ им. А.Ф. Иоффе РАН, Москва, 01–02 нояб. 2001 г. – М., 2001. – С. 47–51.

2. Смирнова И.П., Марков Л.К., Павлюченко А.С. и др. Оптимизация технологии нанесения тонких пленок ИТО, применяемых в качестве прозрачных проводящих контактов светодиодов синего и ближнего ультрафиолетового диапазонов // Физика и техника полупроводников. – СПб., 2014. – Т. 48, вып. 1. – С. 61–66.

3. Марков Л.К. Отражающий р-контакт на основе тонких пленок ИТО для флип-чип-светодиодов AlGaInN / Л.К. Марков, И.П. Смирнова, А.С. Павлюченко и др. // Физика и техника полупроводников. – 2009. – Т. 43, № 11. – С. 1564–1569.

4. Юнович А.Э. Дивакансия азота – возможная причина жёлтой полосы в спектрах люминесценции нитрида галлия // ФТП. – 1998. – Т. 32, № 10. – С. 1181–1183.

5. Жидик Ю.С., Троян П.Е. Технология формирования покрытий на светодиодных гетероструктурах методом магнетронного распыления на примере нанесения пленок ИТО // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 4(34). – С. 52–55.

6. Жидик Ю.С., Троян П.Е., Сахаров Ю.С. Прозрачные электропроводящие покрытия с контролируемыми значениями коэффициента пропускания и поверхностного сопротивления // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 1(31). – С. 99–102.

7. Жидик Ю.С., Сахаров Ю.В., Троян П.Е. Получение низкоомных пленок оксида индия, легированных оловом, и измерение их основных параметров // Сб. матер. 18-го Междунар. молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». – 2014. – С. 41–42.

8. Schiller S., Heisig U., Goedicke K. On the use of ring gap discharges for high-rate vacuum coating // U. J. Vac. Sci. Technol. – 1977. – Vol. 14, No. 3. – P. 815–818.

Жидик Юрий Сергеевич

Аспирант каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: Zhidikyur@mail.ru

Троян Павел Ефимович

Д-р техн. наук, профессор каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: P.E.Troyan@mail.ru

Ильиных Андрей Владимирович

Студент каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: pvt_tomsk@mail.ru

Сахаров Юрий Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. ФЭ ТУСУРа
Эл. почта: Sakh99@mail.ru

Секция 5

АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Сопредседатели секции – *Гошин Геннадий Георгиевич, д.ф.-м.н., профессор каф. СВЧУКР;*
Сычев Александр Николаевич, д.т.н., профессор каф. КСУП

УДК 621.396.67

А.Г. Генералов, Э.В. Гаджиев

Концепция построения миниатюрной антенной системы для класса малых космических аппаратов

В настоящее время наблюдается активный процесс миниатюризации всей космической техники, включая и бортовые системы и комплексы. Бортовые антенно-фидерные устройства также затронул процесс миниатюризации. Учитывая специфику бортовых антенн, появляется актуальная, современная задача по разработке малогабаритной, не выступающей, надёжной, простой и высокотехнологичной антенной системы малых космических аппаратов.

Ключевые слова: антенно-фидерное устройство, бортовая антенна, космический аппарат, спиральная антенна, вибраторная антенна, микрополосковая (печатная) антенна.

Обеспечение обмена информации между космическим аппаратом (КА) и наземными пунктами управления является одной из главных задач. От качества и непрерывности сеансов связи КА с наземными службами зависит выполнение возложенной целевой задачи на КА [1].

В настоящее время актуальной и современной задачей является разработка малогабаритной, не выступающей, простой и в то же время высокотехнологичной и надёжной антенной системы для нового класса малых КА [2].

АО «НИИЭМ» имеет более чем 55-летний опыт в разработке и изготовлении КА, а также отдельных бортовых систем. За это время разработано, изготовлено и успешно запущено более 35 КА метрологического и научного назначения. АО «НИИЭМ» входит в состав АО «Корпорация «ВНИИЭМ» – ведущего российского производителя КА дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) (в том числе по созданию антенно-фидерных систем данных КА): «Канопус-В» № 1, Белорусский КА, «Канопус-В-ИК», «Канопус-В» № 3, «Канопус-В» № 4, студенческие «Университетский-Татьяна-2» и «Ломоносов», «Ионосфера», «Зонд» и др. [3–5].

Помимо малых КА, активное участие принимается в разработке бортовых антенных систем и для больших КА, например КА серии «Метеор» метеорологического назначения [6].

Как правило, на борту КА используются приёмопередающие антенны, входящие в состав следующих систем:

- телеметрической системы;
- телекомандной системы;
- навигационных систем (ГЛОНАСС, GPS);
- радиолинии передачи целевой информации;

- межспутниковой связи;
- специальных систем (например, КОСПАС-САРСАТ);

- научных систем и комплексов и др.

Целью данной работы является анализ возможности построения бортовой антенной системы для класса малых КА с использованием единственного типа антенн.

Телекомандная система

Телекомандная система (ТКС) КА предназначена для [3]:

- обеспечения непосредственного взаимодействия с наземным комплексом управления с целью радиуправления и радиоконтроля КА;
- сбора телеметрической информации от бортовой датчиковой сети;
- запоминания собранной информации в запоминающем устройстве;
- обработки собранной информации и передачи обработанной информации через радиоканалы связи.

Частотный диапазон радиолиний:

- приёмный канал – 2035 МГц;
- передающий канал – 2210 МГц.

На рис. 1 приведена используемая в составе малых КА на базе платформы «Канопус-В» антенна для ТКС [7].

Научные системы и комплексы

Как правило, на борту КА используют и научную аппаратуру.

В АО «НИИЭМ» разработана антенная система для КА «Ионосфера» [8]. Одна антенна предназначена для передачи данных с бортовой аппаратуры научной информации в составе радиолинии спутникового ионозонда «ЛАЭРТ» на рабочей частоте 137 МГц. А две другие предназначены для обеспе-

чения функционирования бортового двухчастотного передатчика «МАЯК 150/400 МГц», который имеет два независимых канала.



Рис. 1. Фото антенны ТКС КА

Радиолиния передачи целевой информации

Радиолиния передачи целевой информации (РЛЦИ) КА предназначена:

- для приёма цифровой информации от целевой аппаратуры;
- для формирования цифровых потоков заданной структуры.

В настоящее время широко применяются бортовые антенны сантиметрового диапазона, например рупорные, зеркальные и др. [9]. Однако находят применение и бортовые антенны метрового и дециметрового диапазонов, представленные на рис. 2 [9].

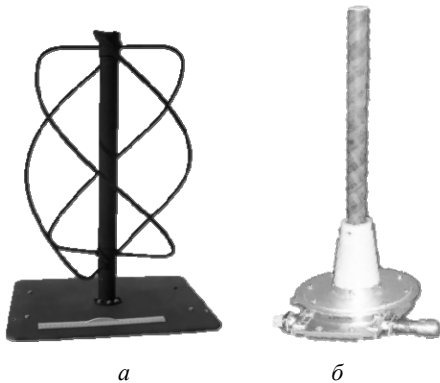


Рис. 2. Фото антенн серии КА «Метеор-М»:
 а – спиральная антенна (рабочая частота 137 МГц);
 б – штыревая антенна с печатным излучателем (рабочая частота 1700 МГц)

Межспутниковая связь

Стратегия построения космических комплексов (КК) вместо одиночных КА в настоящее время получает всё большее развитие благодаря ряду неоспоримых преимуществ. На сегодняшний день разработаны или разрабатываются ряд отечественных КК таких, как КК «Канопус-В», КК «Ионозонд», КК «Метеор-3М», КК «Ресурс-П» и др. [3, 10]. Причём применение находят КК, составленные как из больших КА, так и из малых.

Традиционно для построения межспутниковой связи выделены дециметровый и сантиметровый диапазоны частот (2–29 ГГц) [15].

На рис. 3 представлен макет спиральной антенны для рассматриваемой бортовой системы.

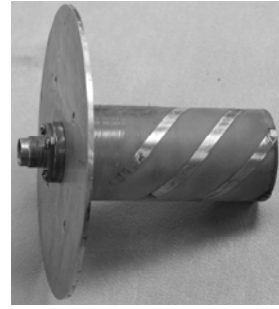


Рис. 3. Фото макета дециметровой антенны для межспутниковой связи

Навигационные системы

Традиционно на борту КА используются антенны спутниковой навигации (ГЛОНАСС, GPS). На рис. 4 приведена спиральная антенна спутниковой навигации

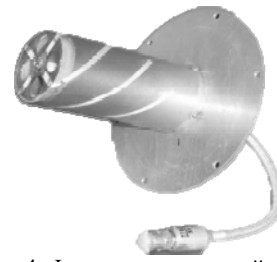


Рис. 4. Фото навигационной антенны

Концепция построения миниатюрной антенной системы для класса малых космических аппаратов

Как видно из представленного выше материала, в качестве бортовых антенн АФУ КА используют различные типы антенн: спиральные, вибраторные, рупорные, щелевые, зеркальные, открытый конец волновода и др.

Однако при разработке антенной системы для класса малых КА возникает ряд ограничивающих факторов: малое посадочное место на поверхности КА, жёсткие требования по массогабаритным параметрам и т.д. В ходе обзора и анализа научно-технической литературы по изысканию путей построения малогабаритной, не выступающей антенной системы для класса малых КА сделан выбор в пользу применения микрополосковых (печатных) антенн [12].

МПА, как правило, представляют собой многослойные конструкции, состоящие из проводящей подложки, одного или нескольких слоёв диэлектрика и помещённых на них плоских проводящих излучающих элементов [13].

Данный тип антенн обладает рядом неоспоримых преимуществ для построения указанной антенной системы малых КА, а именно:

- малогабаритной, не выступающей конструкцией;
- обеспечивают заданные требования к бортовым антеннам, составляющим антенную систему малых КА [14];
- высокой технологичностью благодаря применению печатных технологий при изготовлении [15];

– простой конструкцией из-за минимального количества элементов, входящих в конструкцию самой антенны, что в свою очередь повышает надёжность;

– возможностью быстрого изготовления при серийном производстве благодаря простой конструкции, повторяемости характеристик и т.д.;

– низкой стоимостью благодаря малой металлоёмкости и возможности быстрого изготовления.

Если при построении бортовых антенн сантиметрового диапазона проблем с размещением на борту КА не возникает, то при построении бортовых антенн дециметрового, а особенно метрового диапазона, ситуация резко обостряется.

В работе [16] предложен способ построения миниатюрных бортовых МПА, который позволяет разрабатывать антенны с габаритами в 2–2,5 раза меньше, чем известные аналоги [17]. А в работе [18] предложен вариант построения многодиапазонных МПА (метрового и дециметрового диапазонов), позволяющий проектировать МПА в планарном исполнении с меньшим объёмом [19].

На рис. 5 приведены разработанные с учётом предложенных способов МПА для различных бортовых систем и комплексов.

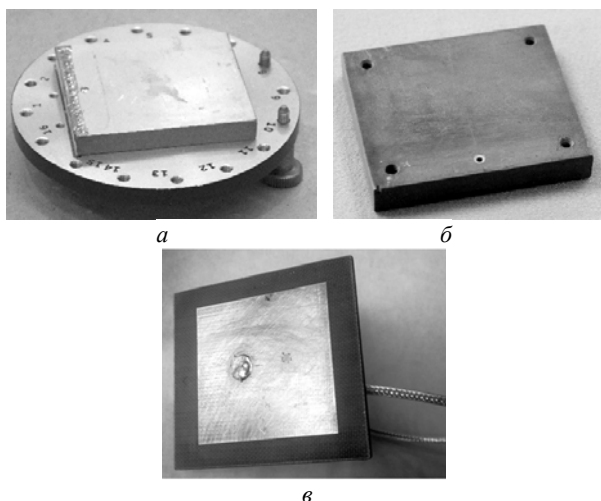


Рис. 5. Фото опытных образцов МПА:
а – для бортовой системы «КОСПАС-САРСАТ»;
б – навигационная антенна; в – антенна ТКС

В настоящее время предложенные варианты МПА нашли применения в различных бортовых системах и комплексах. В свою очередь ведутся работы по построению бортовой антенной системы малого КА типа CubeSat, составленной только из МПА [20].

Заключение

В работе рассмотрены бортовые антенны различных систем и комплексов КА.

Предложен вариант применения микрополосковых (печатных) антенн в качестве бортовых антенн для построения антенной системы КА, состоящей только из предложенного типа антенн. Такой подход наиболее востребован при построении антенных систем для нового класса малых КА.

Таким образом, в работе предложено применение МПА для построения единой бортовой антенной системы для класса малых КА.

Литература

1. Пригода Б.А. Антенны летательных аппаратов / Б.А. Пригода, В.С. Кокунько. – М.: Воениздат, 1964. – 120 с.
2. Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Миниатюризация бортовых антенно-фидерных устройств космических аппаратов // Сб. тезисов науч.-техн. семинара «Перспективы развития антенно-фидерных устройств летательных аппаратов». Истра: ОАО «НИИЭМ», 2013. – 117 с. – С. 51–54. – Режим доступа: http://www.niiem.ru/images/n/docs/conf/conf02/04_gadzhiev.pdf (дата обращения: 22.08.2018).
3. Космический комплекс оперативного мониторинга техногенных и природных чрезвычайных ситуаций «Канопус-В» с космическим аппаратом «Канопус-В» № 1. – М.: ФГУП «НПП ВНИИЭМ». – 2011. – 110 с.
4. Научно-исследовательский космический аппарат «Ломоносов». – М.: АО «Корпорация «ВНИИЭМ», 2015. – 138 с.
5. Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Antenna-feeder devices in the development of OJSC 'NIEM', Istra (Moscow region). 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. – Sevastopol, 2013. – P. 46–47.
6. Космический комплекс гидрометеорологического и океанографического обеспечения «Метеор-3М» с космическим аппаратом «Метеор-М» № 1. – М.: ОАО «Корпорация «ВНИИЭМ». – 2014. – 158 с.
7. Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Результаты лётных испытаний антенно-фидерных устройств телекомандной системы КА «Канопус-В» № 1 и Белорусского КА и пути совершенствования их характеристик // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – № 4 (16). – С. 5–12.
8. Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Антенная система космического аппарата «Ионосфера» // Вопросы электромеханики: Труды ВНИИЭМ. – 2012. – Т. 131, № 6. – С. 11–14.
9. Овчинникова Е.В., Шмачилин П.А., Кондратьева С.Г., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Состояние и перспективы развития АФУ РЛЦИ КА // Тезисы докл. Пятой Междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования Земли». – М.: АО «Корпорация «ВНИИЭМ», 2017. – С. 160–162. – Режим доступа: http://www.vniiem.ru/ru/uploads/files/conferences/170525/sbornik_tezisov_2017.pdf (дата обращения: 22.08.2018).
10. Белорусский космический комплекс дистанционного зондирования Земли. – М.: ФГУП «НПП ВНИИЭМ», 2011. – 88 с.
11. Дятлов А.П. Системы спутниковой связи с подвижными объектами: учеб. пособие. – Ч. 1. – Таганрог: ТРТУ, 2004. – 95 с.
12. Гаджиев Э.В. Пути построения малогабаритных, невыступающих бортовых антенно-фидерных систем космических аппаратов // Труды МАИ. – 2014, № 76. – С. 13. – Режим доступа: <http://trudymai.ru/published.php?ID=50113> (дата обращения: 22.08.2018).
13. Панченко Б.А., Нефёдов Е.И. Микрополосковые антенны. – М.: Радио и связь, 1986. – 144 с.
14. Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Проблемы построения антенной системы малых космических аппаратов // 26-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и

телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016): матер. конф.: в 13 т. – 2016. – С. 1058–1064.

15. Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Application of printing technologies to design on-board antenna systems of spacecrafts. 40th COSPAR Scientific Assembly. – М., 2016. – С0.3-0014-14.

16. Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Миниатюрные бортовые антенны // Вопросы электромеханики: Труды ВНИИЭМ. – 2017. – Т. 159, № 4. – С. 31–41.

17. Пат. 2 283 334 РФ, МНК Н 01 Q 1/38. Способ создания микрополосковых антенн метрового диапазона и устройство, реализующее этот способ / В.С. Бочаров (РФ), А.Г. Генералов (РФ), Э.В. Гаджиев (РФ) – №2 014 137 527 / 28; заявл.16.09.2014; опубл. 10.04.2016. Бюл. № 13. – 7 с.

18. Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Многодиапазонные микрополосковые антенны // Вопросы электромеханики: Труды ВНИИЭМ. – 2017. – Т. 160, № 5. – С. 37–44.

19. Пат. 162 204 РФ, МНК Н 01 Q 1/38. Многодиапазонная микрополосковая антенна / В.С. Бочаров (РФ), А.Г. Генералов (РФ), Э.В. Гаджиев (РФ). – №2 015 139 120 / 28; заявл.07.09.2015; опубл. 27.05.2016. Бюл. № 15. – 5 с.

20. Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Миниатюрные антенны для малых космических аппаратов CubeSat // Сибирский журнал науки и технологий. – 2018. – Т. 19, № 2. – С. 259–270.

Генералов Александр Георгиевич

Нач. лаб. АО «НИИЭМ»

Эл. почта: otd24@niiem.ru

Гаджиев Эльчин Вахидович

Канд. техн. наук, вед. науч. сотр. АО «НИИЭМ»

Эл. почта: otd24@niiem.ru

УДК 621.396.49

С.А. Ходенков, Н.М. Боев, В.В. Иванин

Микрополосковые диплексеры на основе двумерного электромагнитного кристалла

Исследованы конструкции сверхвысокочастотных диплексеров на основе двумерного электромагнитного кристалла. В предложенных устройствах с высокими частотно-селективными свойствами используются два ряда микрополосковых четвертьволновых резонаторов, электромагнитно связанных между собой и с входным полосковым проводником. Это позволяет разделить сигнал по двум каналам.

Ключевые слова: микрополосковый диплексер, полоса пропускания.

Электромагнитными кристаллами (ЭМК) принято называть периодические структуры, обладающие способностью подавлять распространение через них электромагнитных излучений в определенных частотных диапазонах, называемых запрещенными зонами [1]. Устройства на основе таких структур уже хорошо зарекомендовали себя [2–4] и в настоящее время представляют большой интерес для разработчиков сверхвысокочастотной (СВЧ) техники. Они миниатюрны, технологичны в изготовлении и при этом обладают высокими частотно-селективными свойствами.

Однако согласование взаимодействующих резонаторов по двум координатам пространства – сложная задача, поэтому реализация на основе электромагнитных кристаллов конструкций полосно-пропускающих фильтров [5], фильтров с двумя полосами пропускания, а также диплексеров требует от разработчиков определенного опыта и знаний об особенностях распространения электромагнитных волн в периодических многомерных структурах.

Часто при синтезе устройств с заданными амплитудно-частотными характеристиками (АЧХ) на основе двумерных (2D) микрополосковых конструкций нельзя достичь требуемой точности, используя одномерные модели для анализа в квазистатическом приближении. В таких случаях необходимо приме-

нение численного электродинамического анализа 3D-моделей устройств, который позволяет получить расчетные электрические характеристики, которые хорошо согласуются с реальными характеристиками экспериментальных устройств [6]. Именно поэтому все результаты исследований микрополосковых диплексеров на основе 2D ЭМК, представленные в настоящей работе, получены при помощи вышеуказанного анализа.

Для определенности и объективного сравнения частотно-селективных свойств предложенных СВЧ-конструкций при расчетах использовались одинаковые подложки с высокой диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 80$ и толщиной $h = 1$ мм (материал – керамика ТБНС).

На рис. 1 представлена топология полосковых проводников микрополоскового диплексера на основе двумерного электромагнитного кристалла размерностью 2×2 .

С целью миниатюризации частотно-селективного устройства протяженные полосковые проводники 3, 4, расположенные на диэлектрической подложке 1, заземлены на основании со стороны ее краев и представляют собой четвертьволновые резонаторы. По сути, в диплексере использовано два ряда резонаторов, в которых взаимодействие смежных резонаторов одного ряда друг с другом преобладает

над взаимодействием между резонаторами разных рядов. Входной свернутый полосковый проводник 2 электромагнитно связан как с резонаторами первого, так и второго рядов, что позволяет передавать входной сигнал по двум каналам.

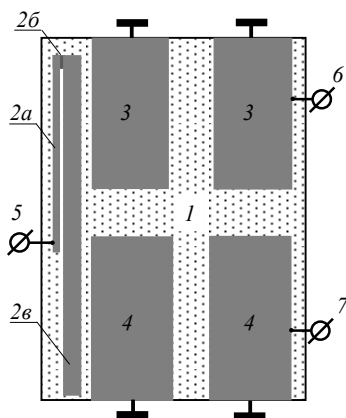


Рис. 1. Топология полосковых проводников диплексера на основе ЭМК размерностью 2×2

Учитывая, что при формировании полос пропускания участвуют только нижайшие продольные моды колебаний четвертьволновых резонаторов двух рядов (по одной от каждого резонатора), принцип работы диплексера будет следующим: сигнал, поступающий на вход 5, благодаря входному проводнику 2 разделяется по двум каналам, при этом резонаторы первого ряда с более короткими полосковыми проводниками 3 формируют двумя резонансами полосу пропускания I (рис. 2, коэффициенты передачи S_{21} , S_{11}), обработанный сигнал снимается с выхода 6. Резонаторы второго ряда с более длинными полосковыми проводниками 4 аналогично формируют полосу пропускания II, сигнал снимается с выхода 7 (см. рис. 2, коэффициенты передачи S_{31} , S_{11}).

Очевидно, что увеличение числа резонаторов до трех в горизонтальных рядах диплексера (рис. 3) приведет к повышению его частотно-селективных свойств.

Так, на АЧХ такого двухканального устройства (рис. 4) наблюдается рост крутизны склонов обеих полос пропускания, а также подавления мощности на частотах низкочастотной (более 100 дБ) и расширенной высокочастотной ($\sim 1,5f_0$ по уровню -50 дБ) полос заграждения. Стоит отметить, что относительная ширина и I и II полосы пропускания микрополоскового диплексера имеют примерно одинаковое значение $\Delta f/f_0 \approx 10\%$, измеренное по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь ($L_{\min} \approx -1,4$ дБ) на центральной частоте низкочастотной полосы пропускания $f_0 \approx 0,93$ ГГц или высокочастотной - $f_0 \approx 1,03$ ГГц.

Как и следовало ожидать, каждая из этих полос пропускания сформирована тремя резонансами (см. рис. 4, вставка сверху).

Стоит отметить, что простота проектирования таких сверхвысокочастотных устройств обусловлена тем, что настройка I и II полосы пропускания по

частоте и относительной ширине осуществляется практически независимо, т.е. варьирование размеров полосковых проводников одного ряда приводит к незначительному изменению полосы пропускания, сформированной резонансами резонаторов соседнего ряда.

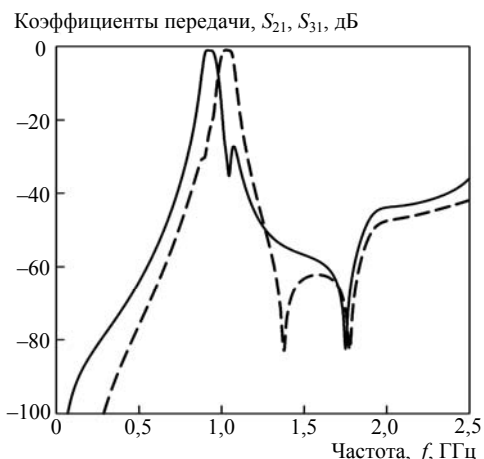
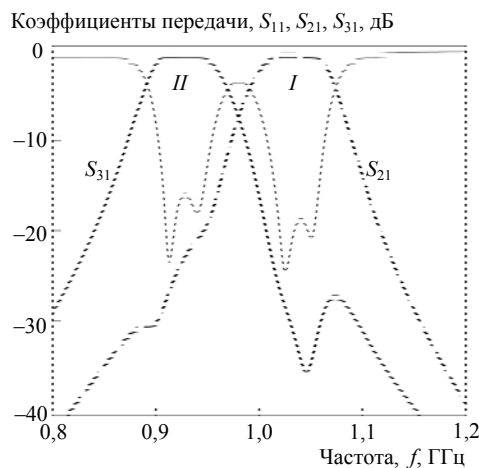


Рис. 2. АЧХ микрополоскового диплексера на основе ЭМК размерностью 2×2 . Вверху – в узком диапазоне частот

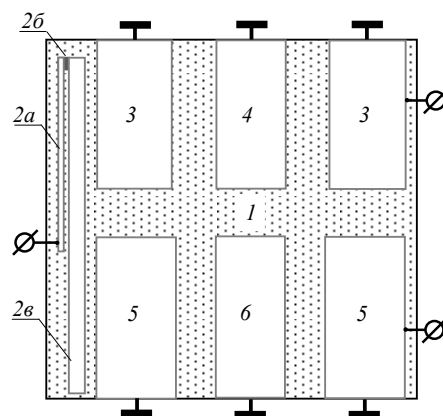


Рис. 3. Топология полосковых проводников диплексера на основе ЭМК размерностью 3×2

Таким образом, наращивание даже большого числа резонаторов в диплексере на основе двумерного электромагнитного кристалла не сопровождается значительным усложнением настройки его по

лос пропускания. Покажем это, добавив еще по одному полосковому проводнику в каждый ряд (рис. 5), тем самым повысив число резонаторов, взаимодействующих по двум пространственным координатам до восьми.

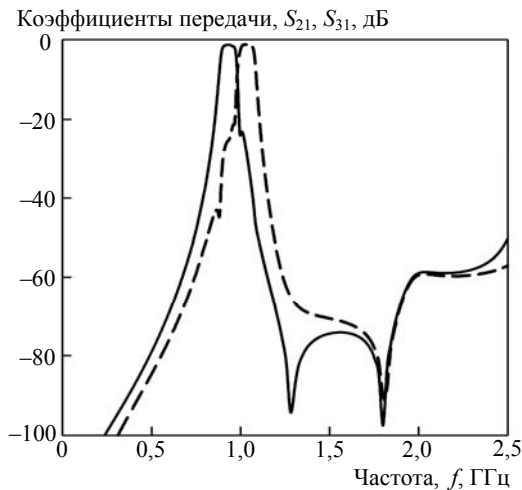
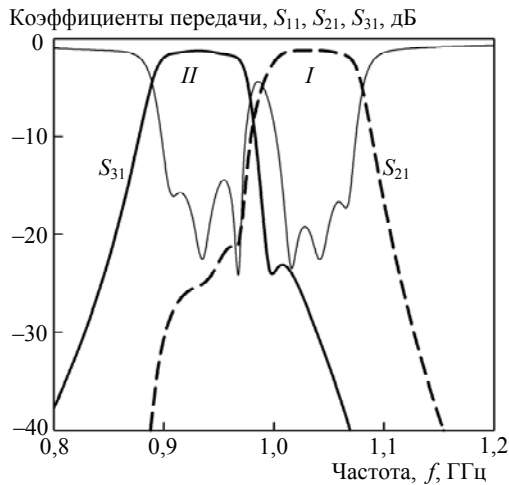


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика микрополоскового диплексера на основе двумерного электромагнитного кристалла размерностью 3×2 . Вверху – в узком диапазоне частот

Отметим, что подбор конструктивных параметров этой СВЧ-конструкции был произведен таким образом, чтобы на ее амплитудно-частотной характеристике наблюдались максимально сближенные по частотам смежные полосы пропускания I и II (рис. 6), каждая из которых сформирована четырьмя резонансами, по одному от каждого четвертьволнового резонатора с полосковыми проводниками 3–6.

Относительная ширина I и II полосы пропускания диплексера незначительно увеличилась до значения $\Delta f/f_0 \approx 12\%$, измеренного по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь $L_{\min} \approx -1,4$ дБ и $L_{\min} \approx -1,2$ дБ на центральной частоте низкочастотной полосы пропускания $f_0 \approx 0,96$ ГГц и высокочастотной – $f_0 \approx 1,07$ ГГц соответственно. Как и следовало ожидать, тенденция роста крутизны склонов полос пропускания устройства и увеличения подав-

ления мощности на частотах его полос заграждения сохраняется.

Отметим, что у всех разработанных диплексеров на АЧХ наблюдаются полюса затухания, дополнительно улучшающие частотно-селективные свойства последних.

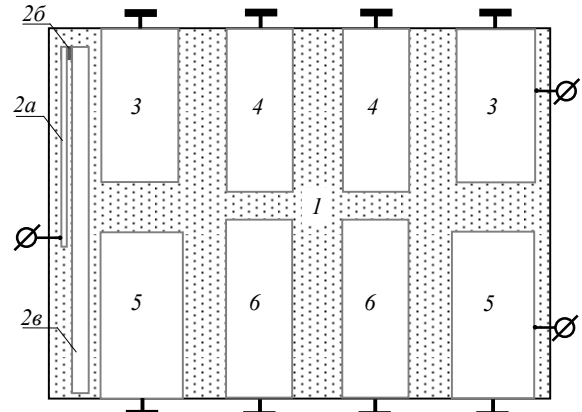


Рис. 5. Топология полосковых проводников диплексера на основе ЭМК размерностью 4×2

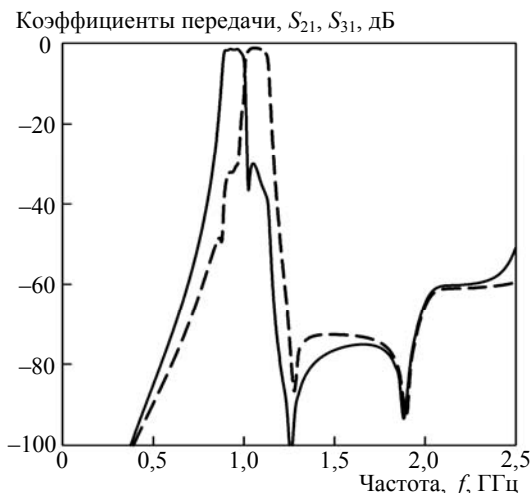
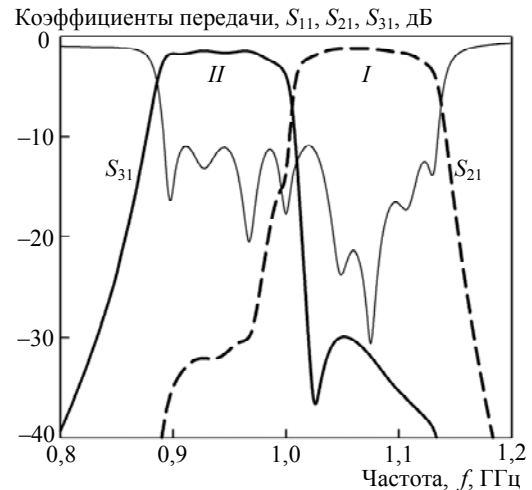


Рис. 6. АЧХ микрополоскового диплексера на основе ЭМК размерностью 4×2 . Вверху – в узком диапазоне частот

Конструктивные параметры трех рассмотренных микрополосковых диплексеров приведены в табл. 1 и 2.

Таблица 1
Конструктивные параметры диплексера на основе ЭМК размерностью 2×2

Диплексер	Конструктивные параметры диплексера		
	Позиция на рис.	Размеры подложки, проводника, отрезка проводника, мм	Позиции проводников (отрезков) и зазоры между ними, мм
Рис. 1	1 (подложка)	15,90×21,50	2в и 3 – 0,80; 3 и 3 – 2,65; 2в и 4 – 0,80; 4 и 4 – 2,35; 3 и 4 – 2,90
	2а	11,30×0,20	
	2б	0,50×0,10	
	2в	20,10×0,95	
	3	8,80×4,60	
	4	9,80×4,75	

Таблица 2
Конструктивные параметры диплексеров на основе ЭМК размерностью 3×2 и 4×2

Диплексер	Конструктивные параметры диплексера		
	Позиция на рис.	Размеры подложки, проводника, отрезка проводника, мм	Позиции проводников (отрезков) и зазоры между ними, мм
Рис. 3	1	22,30×21,50	2в и 3 – 0,65; 2в и 5 – 0,65; 3 и 4 – 2,55; 5 и 6 – 2,35; 3 и 5 – 2,90; 4 и 6 – 2,90
	2а	11,50×0,20	
	2б	0,50×0,10	
	2в	20,10×0,95	
	3	8,80×4,55	
	4	8,80×4,20	
	5	9,80×4,75	
Рис. 5	1	24,15×20,50	2в и 3 – 0,55; 2в и 5 – 0,55; 3 и 4 – 2,00; 4 и 4 – 2,45; 5 и 6 – 1,75; 6 и 6 – 2,45; 3 и 5 – 2,30; 4 и 6 – 1,65
	2а	11,50×0,25	
	2б	0,40×0,10	
	2в	19,15×1,10	
	3	8,50×4,35	
	4	8,85×2,50	
	5	9,70×4,50	
6	10,00×2,60		

Таким образом, исследованы микрополосковые диплексеры с взаимодействующими по двум пространственным координатам четвертьволновыми резонаторами. На входе предложенных устройств расположен свернутый полосковый проводник, позволяющий разделять сигнал по двум каналам. Увеличение числа резонаторов в двух рядах диплексера сопровождается улучшением его частотно-селективных свойств.

УДК 621.396.41

А.Н. Глазырин, Д.А. Голов, А.В. Местников, В.Д. Дмитриев

Балансный СВЧ-усилитель мощности S-диапазона

Приведены результаты проектирования балансного сверхвысокочастотного (СВЧ) усилителя мощности диапазона 2,7–3,1 ГГц (S-диапазон). Коэффициент передачи в рабочей полосе частот более 20 дБ, коэффициенты отражения по входу и выходу не превышают минус 10 дБ, мощность более 200 Вт в рабочем диапазоне частот. Проектирование проводилось в САПР AdvancedDesignSystem 2017.

Ключевые слова: СВЧ-усилитель мощности, S-диапазон, GaN-полевой транзистор, S-параметры, мощность, согласование импедансов, стабильность, направленный ответвитель.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, грант МК-9119.2016.8.

Литература

1. Ветлужский А.Ю. Эффективные электрофизические свойства металлических электромагнитных кристаллов // Журнал радиоэлектроники. – 2015. – № 1. – С. 18–19.
2. Belyaev B.A. Investigation of the Q-factor of optical resonators in photonic crystals and principles of designing highly selective filters on their basis / B.A. Belyaev, V.V. Tyurnev, V.F. Shabanov // Russian Physics Journal. – 2014. – Vol. 56, No. 12. – P. 1378–1386.
3. Isaac C.A. Dispersion in One-Dimensional Photonic Band Gap Periodic Transmission Lines // Submitted to Microwave and Optical Technology Letters. – 2008. – No. 11. – P. 689–692.
4. Ходенков С.А. Исследование распределения высокочастотных токов в полосковых проводниках фильтра на 2D электромагнитном кристалле / С.А. Ходенков, Н.М. Боев // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2016. – № 19(4). – С. 64–66.
5. Hong J.-S. Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies / J.-S. Hong, M.J. Lancaster // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2000. – Vol. 48, No. 7. – P. 1098–1107.
6. Belyaev B.A. Investigation of frequency-selective devices based on a microstrip 2D photonic crystal / B.A. Belyaev, S.A. Khodenkov, V.F. Shabanov // Doklady Physics. – 2016. – Vol. 61, No. 4. – P. 155–159.

Ходенков Сергей Александрович
Канд. техн. наук, доцент каф. физики
СибГУ им. М.Ф. Решетнева
Эл. почта: hsa-sibsau@mail.ru

Боев Никита Михайлович
Вед. инж. лаб. электродинамики и СВЧ-электроники
Института физики им. Л.В. Киренского СО РАН
Эл. почта: nik88@inbox.ru

Иванин Владимир Владимирович
Инж. научно-исследовательского управления
СибГУ им. М.Ф. Решетнева
Эл. почта: dacap192@mail.ru

За счет быстрого развития полупроводниковых технологий мощных СВЧ-транзисторов появилась необходимость в совершенствовании различных устройств диапазона СВЧ. Развитие систем связи идет в направлении внедрения сложных и цифровых сигналов, повышения скорости передачи цифровых потоков, что в свою очередь приводит к расширению спектра передаваемых частот и необходимости использования диапазона сверхвысоких частот. По международным стандартам к диапазону СВЧ относят сантиметровый диапазон волн (3...30 ГГц), но в обиходе к этому диапазону причисляют области метровых (ОВЧ), дециметровых (УВЧ) сантиметровых (СВЧ) и миллиметровых (КВЧ) волн. Вследствие этого начался переход от электровакуумных приборов, ламп бегущей волны, клистронов и магнетронов к мощным полупроводниковым приборам, которые делаются миниатюрными.

В СВЧ-технике применяются транзисторы, как биполярные, так и полевые с затвором типа барьера Шоттки.

Целью данной работы является разработка балансного СВЧ-усилителя мощности с коэффициентами передачи больше 20 дБ, а также отражениями по входу и выходу минус 10 дБ. Выходная мощность больше 200 Вт. Проектирование проводилось в САПР ADS 2017.

Проектирование направленного ответвителя

Направленный ответвитель представляют восьмиполосным устройством, служащим для направленного отклонения энергии. Для того чтобы понять процессы, происходящие в направленном ответвителе, необходимо разделить линии на первичную и вторичную. При возбуждении первичной линии, а именно одного из плеч, часть мощности передается в другое плечо этой линии, а другая часть передается в одно из плеч вторичной линии. При этом во второе плечо вторичной линии мощность не передается. В результате оно будет развязанным относительно первичной линии возбуждаемого плеча [2].

Была взята готовая структура из САПР AWRDE, перенесена в САПР ADS и переоптимизирована под наш диапазон (рис. 1).

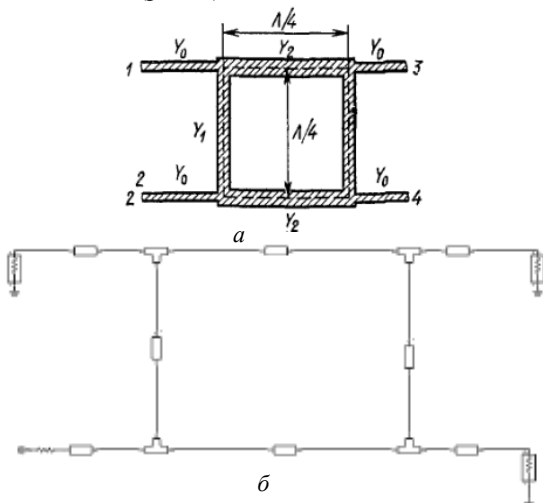


Рис. 1. Топология (а) НО и схема в САПР ADS (б)

Были заменены реальные резисторы номиналом 50 Ом на идеальные резисторы номиналом 47 Ом. Полученные характеристики НО не противоречат теории (рис. 2).

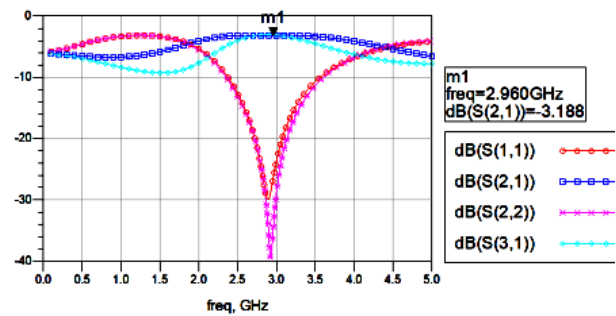


Рис. 2. Коэффициенты передачи S11, S21, S31 и S22

В результате была получена топология печатной платы (рис. 3).

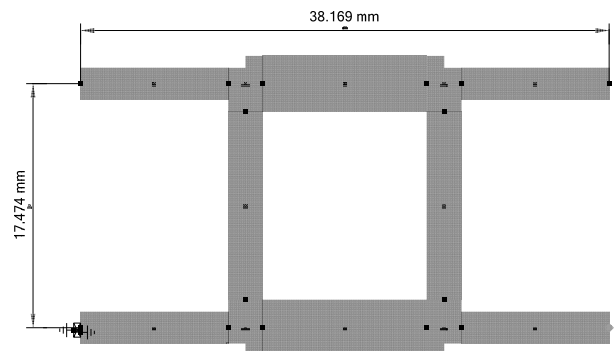


Рис. 3. Топология НО

Проектирование усилителя мощности

Был выбран транзистор QPD 1008, который имеет нелинейную модель для САПР ADS. По вольт-амперным характеристикам (ВАХ) было определено необходимое напряжение смещения, подаваемое на затвор при токе затвора 250 мА (рис. 4). В итоге было выбрано напряжение питания по затвору $-2,798$ В и по стоку 50 В.

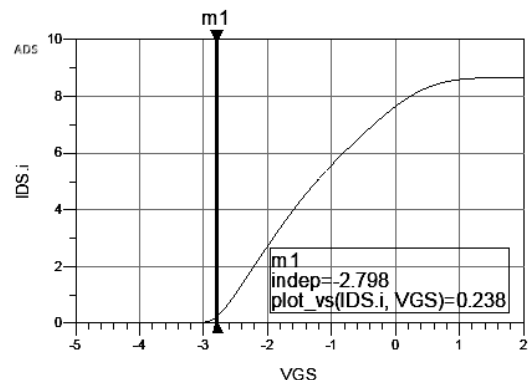


Рис. 4. ВАХ транзистора QPD 1008

После определения исходных данных приступаем к проектированию входной и выходной согласующих цепей (СЦ) усилителя мощности. Каждая СЦ рассчитана под оптимальные входные и выходные импедансы транзистора для получения максимальной мощности на выходе усилителя.

Проведя симуляцию, получаем характеристики, приведенные на рис. 5–7.

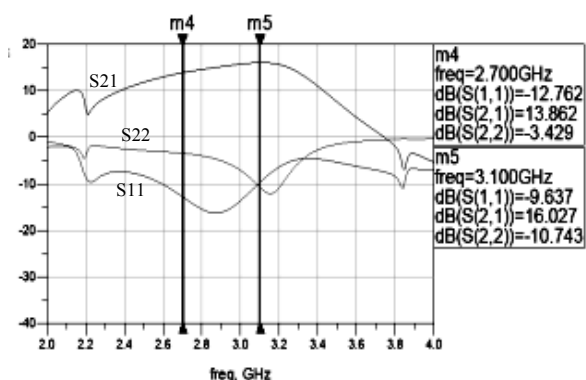


Рис. 5. S-параметры усилителя

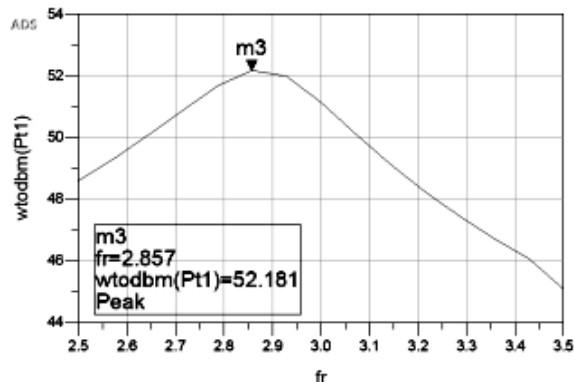


Рис. 6. Мощность данного усилителя

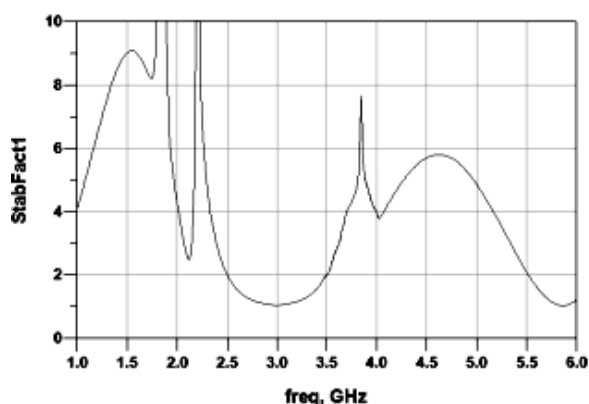


Рис. 7. Стабильность усилителя

Из рис. 5 видно, что в заданной полосе частот усилитель имеет коэффициент передачи больше 16 дБ. Из рис. 6 видно, что выходная мощность в диапазоне больше 51,2 дБм, что соответствует 162 Вт. StabFact1 почти близок к 1 (рис. 7).

В результате была получена топология выходного усилителя мощности (рис. 8).

Проектирование балансного усилителя мощности

В данной работе использовался балансный усилитель мощности (рис. 9). Преимущества: высокая надежность, меньшие шумы, широкий динамический диапазон, меньшая чувствительность к выбору транзисторов, лучшая линейность характеристик. Направленные ответвители служат в качестве мос-

тов квадратного типа, так как разность фаз на его выходах составляет 90° [2, 8].

На данном этапе перед нами стоит задача моделирования общей схемы усилителя и получения необходимых характеристик. Как было сказано ранее, схема состоит из предусилителя, выполненного на транзисторе ПП9138Б с выходной мощностью больше 10 Вт и коэффициентом передачи больше 20 дБ, а также двух усилителей мощности, включенных параллельно, выполненных на транзисторе QPD1008 с выходной мощностью больше 162 Вт и двух НО, которые служат в качестве делителя и сумматора мощностей.

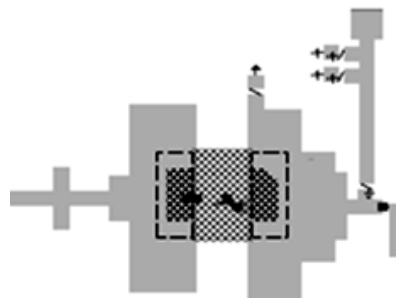


Рис. 8. Топология усилителя мощности

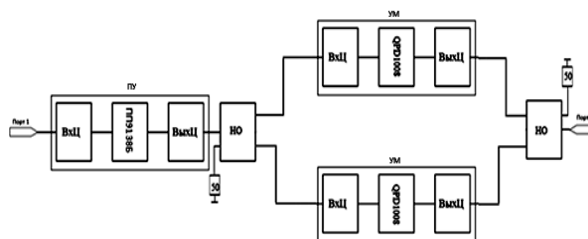


Рис. 9. Структурная схема СВЧ-усилителя мощности

В данной схеме удваивается мощность на выходе за счет суммирования мощности двух сигналов. В результате повышается устойчивость всего тракта и получается малый КСВ. КСВ снижается за счет поступления мощности в нагрузку, которой являются резисторы на выходе НО.

Проведя симуляцию, получаем следующие характеристики, представленные на рис. 10.

Топология печатной платы балансного СВЧ-усилителя мощности приведена на рис. 11.

Коэффициент передачи (S21) более 20 дБ в полосе 2,7–3,1 ГГц, коэффициенты отражения по входу и выходу менее минус 10 дБ (см. рис. 10, а). Мощность в заданной полосе составляет больше 53 дБм (~200 Вт) (см. рис. 10, б). Коэффициент полезного действия превышает 40% (см. рис. 10, в). Коэффициент устойчивости больше 1 (см. рис. 10, г). В качестве подложки используется материал Rogers RO4350В толщиной 0,762 мм.

Заключение

В результате работы был спроектирован балансный СВЧ-усилитель мощности S-диапазона (2,7–3,1 ГГц) с выходной мощностью более 200 Вт и коэффициентом передачи S21 больше 20 дБ, коэффициентом полезного действия более 40%.

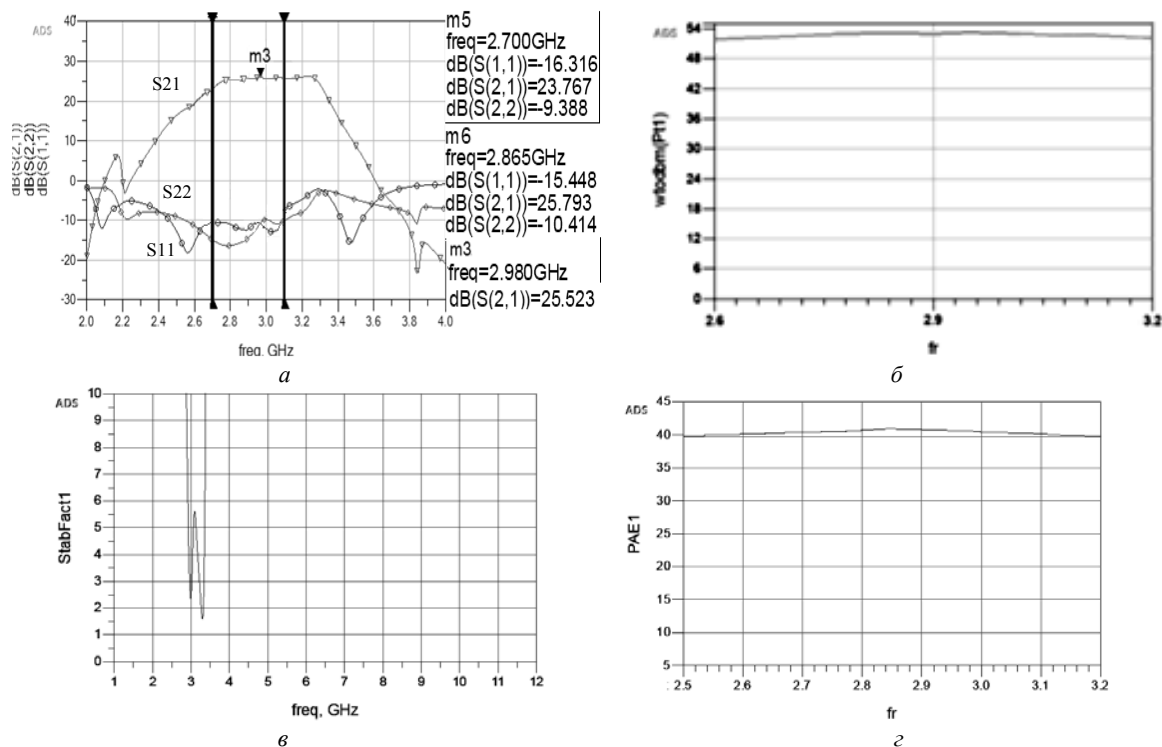


Рис. 10. Характеристики балансного усилителя:
 а – S-параметры; б – выходная мощность; в – коэффициенты устойчивости; г – КПД

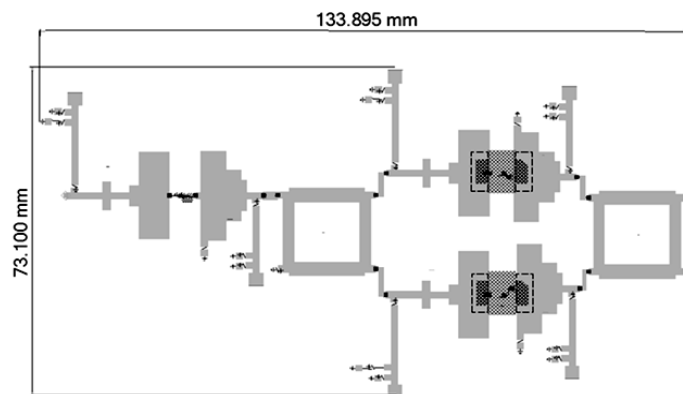


Рис. 11. Топология печатной платы балансного СВЧ-усилителя мощности

Литература

1. Балакирев А., Туркин А. Развитие технологии нитрида галлия и перспективы его применения в СВЧ-электронике // Современная электроника. – 2015. – № 4. – С. 28–32.
2. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ: учеб. пособие для радиотехнических вузов. – М.: Высш. шк., 1988. – 280 с.
3. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ-устройств. – М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.
4. Каганов В.И. СВЧ-полупроводниковые передатчики. – М.: Радио и связь, 1981. – С. 251–256.
5. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. – Донецк: Апекс, 2004. – 448 с.
6. Малорацкий Л.Г., Явич Л.Р. Проектирование и расчет СВЧ-элементов на полосковых линиях. – М.: Советское радио, 1972. – 232 с.
7. Мощные нитрид галлиевые транзисторы (GaN) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.compel.ru/lib/ne/2015/7/2-moshhnyie-nitrid-gallievye-tranzistoryi-gan-ot-erc-konets-eryi-kremniya> (дата обращения: 03.06.2018).

8. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Сов. радио, 1980. – 368 с.

Глазырин Александр Николаевич
 Студент гр. 148-M2 ТУСУРа
 Эл. почта: glazirin.saniaD@yandex.ru

Голов Дмитрий Андреевич
 Студент гр. 148-M2 ТУСУРа
 Эл. почта: 1965z6987@gmail.com

Местников Артур Викторович
 Студент гр. 148-M2 ТУСУРа
 Эл. почта: traveller7296@gmail.com

Дмитриев Владимир Дмитриевич
 Канд. техн. наук, доцент каф. ТОР ТУСУРа
 Эл. почта: dvd51@mail.ru

УДК 621.396.41

Д.А. Голов, А.Н. Глазырин, А.А. Охрименко, В.Д. Дмитриев

СВЧ-усилитель мощности X-диапазона

Приведены результаты проектирования сверхвысокочастотного (СВЧ) усилителя мощности диапазона 9,6–10,4 ГГц (X-диапазон). Усилитель обеспечивает коэффициент передачи в рабочей полосе частот более 23 дБ, коэффициенты отражения по входу и выходу не превышают минус 10 дБ, мощность при этом составляет более 30 Вт. Проектирование проводилось в системе автоматизированного проектирования (САПР) Advanced Design System 2017 (ADS).

Ключевые слова: СВЧ-усилитель мощности, X-диапазон, GaN-полевой транзистор, S-параметры, согласование импедансов, микрополосковые линии, коэффициент полезного действия, моделирование, стабильность.

Широкое внедрение в промышленность микроэлектронных устройств СВЧ обусловлено развитием теорий и технологий изготовления и проектирования планарных интегральных схем. Разработка линий передач в интегральном исполнении позволяет создавать миниатюрные пассивные и активные элементы с размерами меньше 0,1 мкм для устройств СВЧ с хорошей воспроизводимостью параметров при групповых методах исполнения.

С развитием технологий производства происходит постепенный переход от больших размеров электровакуумных приборов, таких как магнетроны, лампы бегущей волны и т.д., к полупроводниковым элементам и усилителям на их основе.

Как и любой усилитель мощности, СВЧ-усилители должны соответствовать следующим требованиям: обеспечение необходимого уровня выходной мощности; высокий КПД; диапазон рабочих частот; коэффициент передачи; коэффициент отражения по входу и выходу; напряжение питания [1].

В настоящее время СВЧ-усилители мощности применяются в системах мобильной связи «третьего и четвертого поколения» (3G, 4G), системах спутниковой связи, радиолокационных системах (РЛС) на основе активных фазированных антенных решеток (АФАР).

Целью данной работы является разработка СВЧ-усилителя мощности на основе модели GaN (нитрид галлия) транзистора TGF2023-2-05, предоставленной компанией Modelithics, с выходной мощностью не менее 30 Вт, в полосе частот 9,6–10,4 ГГц.

При помощи САПР проведём анализ работы устройства и оптимизируем его характеристики. В данной работе для проектирования усилителя СВЧ выбрана САПР ADS 2017.

Структура СВЧ-усилителя мощности X-диапазона

Для обеспечения выходной мощности более 30 Вт была применена схема суммирования мощностей на основе синфазного моста Уилкинсона. Усилитель включает 3 основных блока (рис. 1): предварительный усилитель (ПУ), мост Уилкинсона (М), усилитель мощности (УМ). В качестве ПУ используется тот же усилитель мощности, что и на выходе. Данный способ упрощает проектирование и изготовление [2].

Проектирование выходного усилителя

Анализ транзисторов фирмы Qorvo показал, что наиболее подходящим из доступных транзисторов

является транзистор TGF2023-2-05, который в свою очередь имеет нелинейную модель для САПР ADS. Данный транзистор является 25-ваттным и имеет 4 затвора. По вольт-амперным характеристикам (ВАХ) было определено необходимое напряжение смещения, подаваемое на затвор (рис. 2). При этом ток затвора составляет 200 мА.

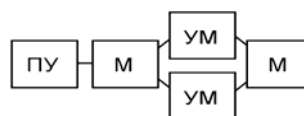


Рис. 1. Структурная схема СВЧ-усилителя мощности

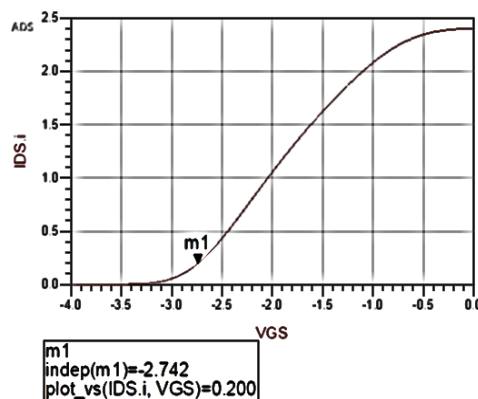


Рис. 2. ВАХ транзистора TGF2023-2-05

По технической документации транзистора значения напряжения питания можно выбрать от 12 до 40 В. Для нашего усилителя выбрано 40 В [3].

После определения исходных данных приступаем к проектированию входной и выходной согласующих цепей (СЦ) выходного усилителя мощности. Каждая СЦ рассчитана под оптимальные входные и выходные импедансы транзистора для получения максимальной мощности на выходе усилителя [4–6]. В САПР ADS собрана схема для симуляции выходного усилителя мощности (рис. 3).

Проведя симуляцию, получаем характеристики, приведенные на рис. 4.

Из рис. 4, а видно, что в заданной полосе частот усилитель имеет коэффициент передачи (S_{21}) > 12 дБ, при этом коэффициенты отражения по входу (S_{11}) и выходу (S_{22}) меньше –10 дБ.

Результатом данного этапа проектирования является топология выходного усилителя мощности, приведенная на рис. 5.

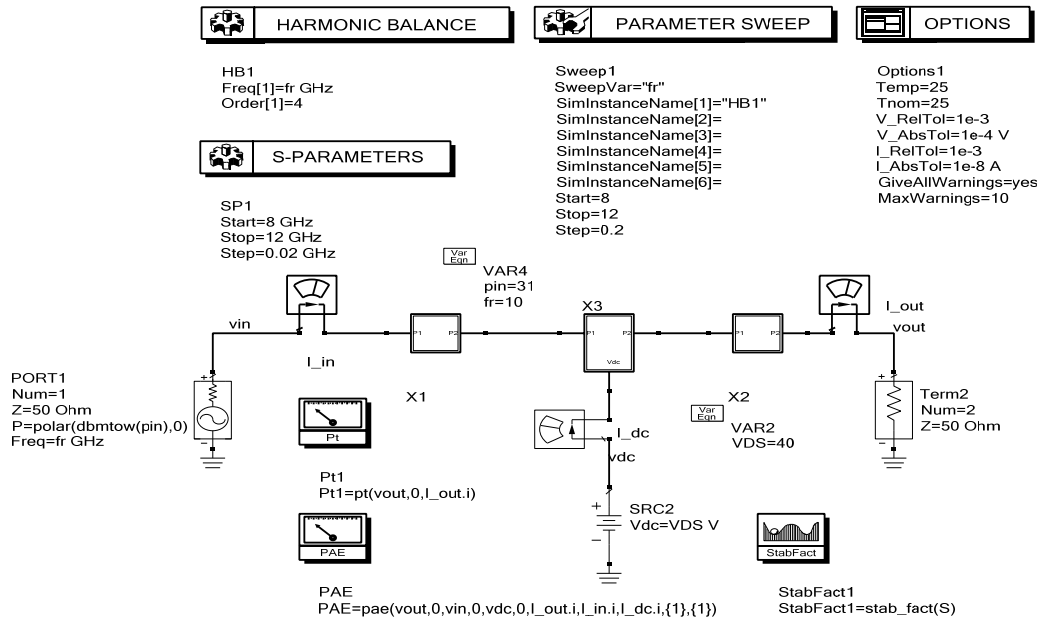


Рис. 3. Схема моделирования выходного усилителя мощности

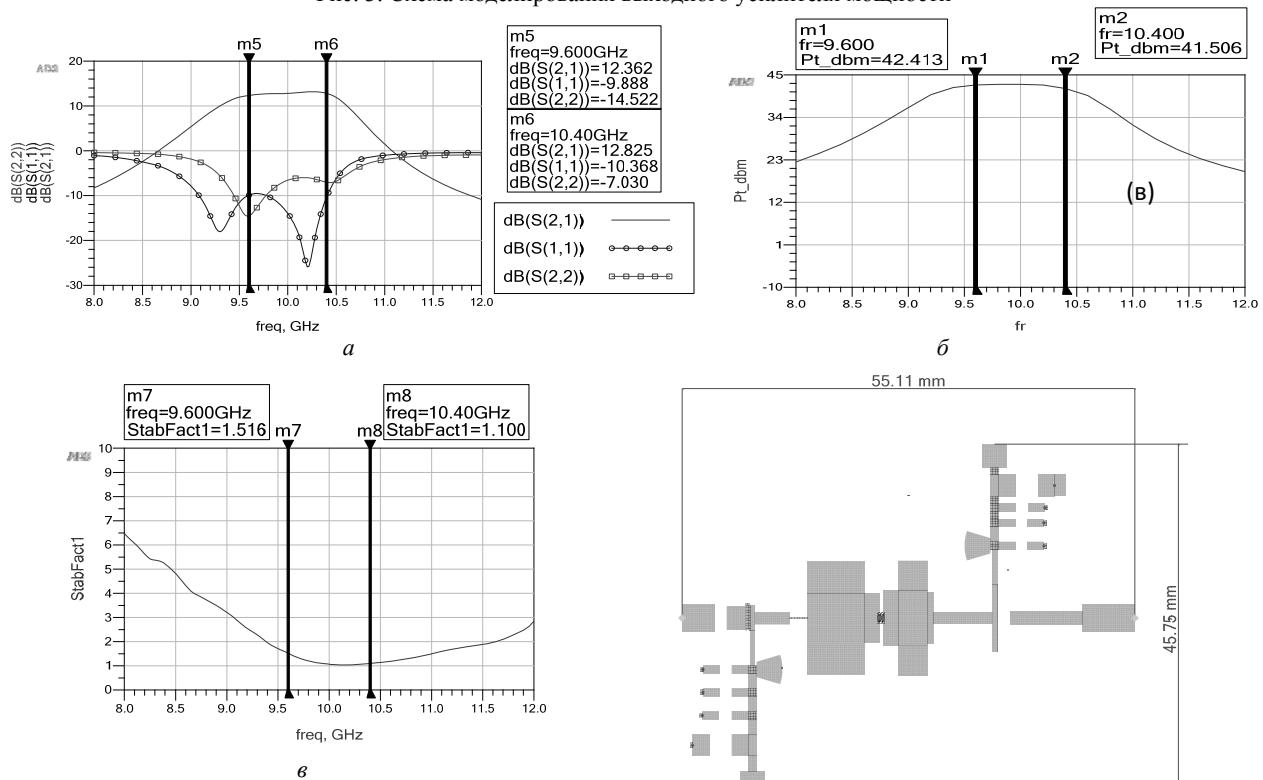


Рис. 4. Характеристики выходного усилителя мощности

Рис. 5. Топология выходного усилителя мощности

В качестве материала подложки выбран ROGER4350, так как он обладает меньшими потерями на X-диапазоне по сравнению с FR-4 [7].

Проектирование моста Уилкинсона

Суммирование мощностей – это один из способов получить большую мощность на выходе усилителя. Из теории известно, что мост Уилкинсона является двунаправленным, т.е. его используют как для суммирования мощностей, так и для деления. За счет его симметричности и резистора R , равного 100 Ом (рис. 6), обеспечивается равномерное суммирование (деление) мощностей [7, 8].

После предварительного расчета параметров микрополосковых линий проведена оптимизация для получения требуемых характеристик в заданном частотном диапазоне (рис. 7).

Полученные характеристики моста Уилкинсона не противоречат теории. В результате получаем топологию печатной платы (рис. 8).

Моделирование СВЧ-усилителя мощности 30 Вт

На данном этапе перед нами стоит задача моделирования общей схемы усилителя и получения необходимых характеристик. Как и было сказано вы-

ше, в качестве предварительного усилителя используется тот же усилитель мощности, что и выходной. На рис. 9 приведена схема для моделирования СВЧ-усилителя мощности.

Проведя симуляцию получим характеристики, представленные на рис. 10–12.

Как видно из графика, изображенного на рис. 10, коэффициент передачи (S_{21}) более 23 дБ в полосе 9,6–10,4 ГГц, коэффициенты отражения по входу и выходу менее минус 10 дБ. Мощность в заданной полосе составляет 45,274 дБм (~33 Вт). Усилитель устойчив в заданном диапазоне частот. Топология всего усилителя мощности приведена на рис. 13.

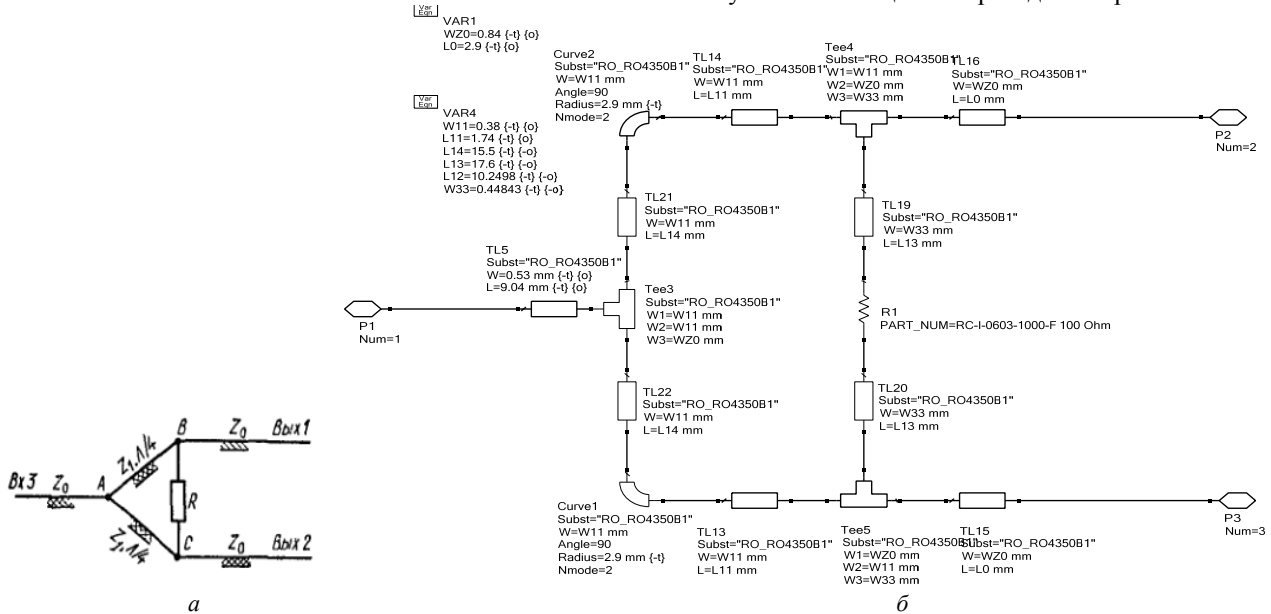


Рис. 6. Электрическая схема (а) моста Уилкинсона и схема в САПР ADS (б)

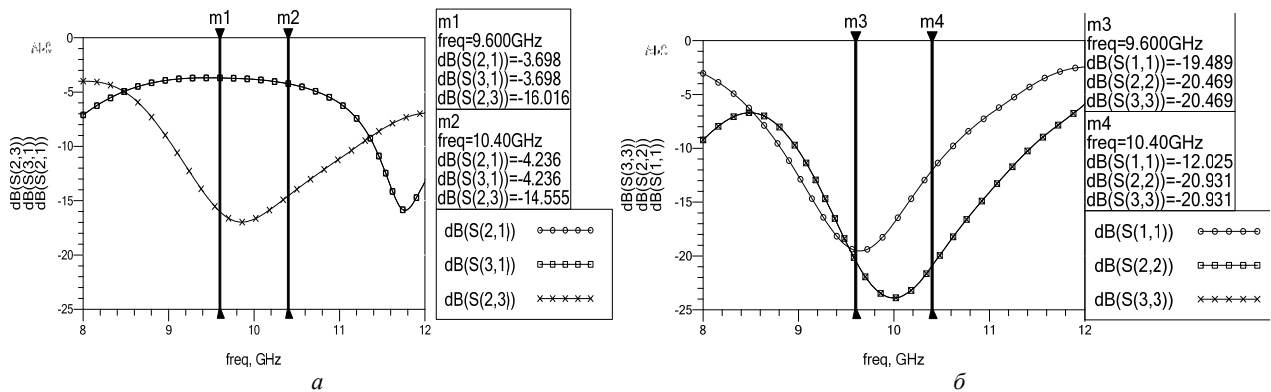


Рис. 7. Коэффициенты передачи S_{21} , S_{31} и S_{23} делителя мощности (а), коэффициенты отражения первого (S_{11}), второго (S_{22}) и третьего (S_{33}) портов (б)

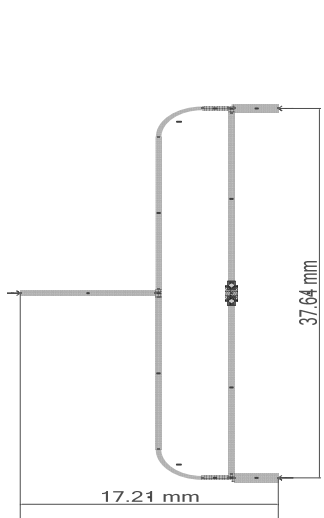


Рис. 8. Топология моста Уилкинсона

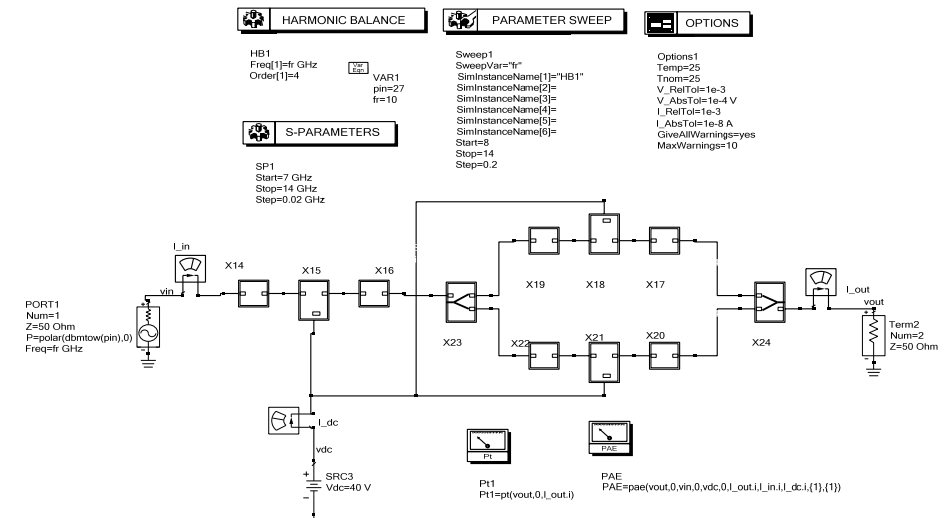


Рис. 9. Общая схема для моделирования в САПР

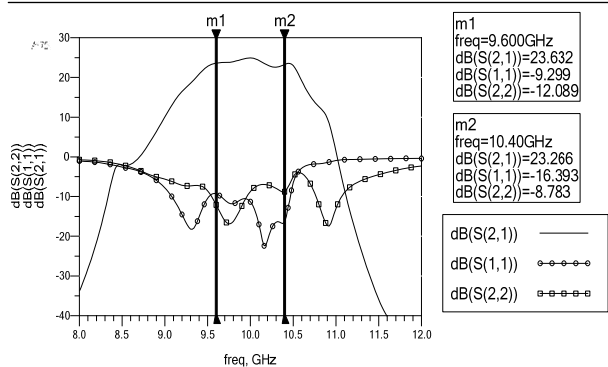


Рис. 10. S-параметры усилителя мощности

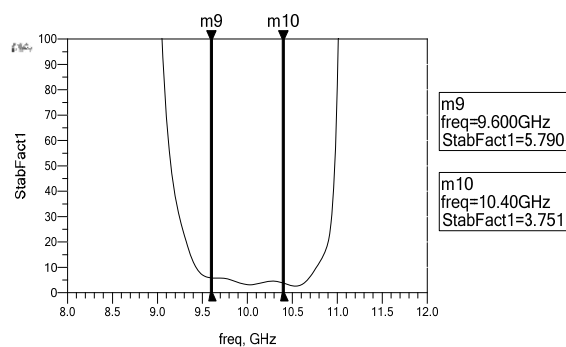


Рис. 12. Стабильность усилителя

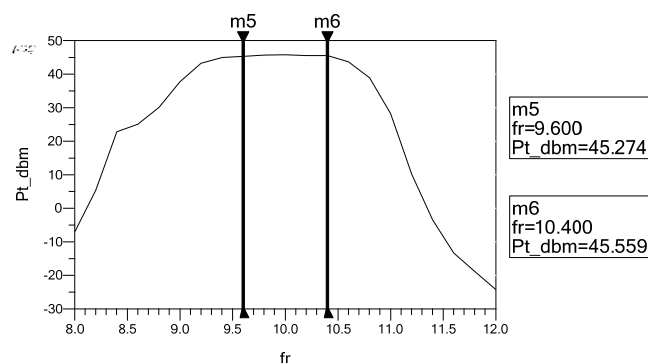


Рис. 11. График мощности

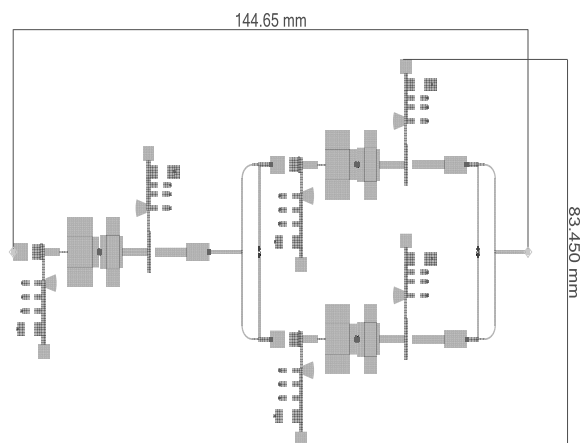


Рис. 13. Топология печатной платы усилителя мощности

Заключение

В ходе проектирования использовались современные средства и методы для построения СВЧ-усилителей мощности. Разработан усилитель мощности X-диапазона (9,6–10,4 ГГц) с выходной мощностью более 30 Вт, коэффициентом передачи (S21), равным 23 дБ в заданной полосе частот. Получены топологии печатных плат.

Литература

1. Балакирев А., Туркин А. Развитие технологии нитрида галлия и перспективы его применения в СВЧ-электронике // Современная электроника. – 2015. – № 4. – С. 28–32.
2. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ: учеб. пособие для радиотехнических вузов. – М.: Высш. шк., 1988. – 280 с.
3. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ-устройств. – М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.
4. Каганов В.И. СВЧ-полупроводниковые передатчики. – М.: Радио и связь, 1987. – С. 251–256.
5. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. – Донецк: Апекс, 2004. – 448 с.
6. Малорацкий Л.Г., Явич Л.Р. Проектирование и расчет СВЧ-элементов на полосковых линиях. – М.: Сов. радио, 1972. – 232 с.
7. Построение и характеристики СВЧ-монокристаллических усилителей мощности на основе полупроводниковых материалов GaAs и GaN [Электронный ресурс].

8. Малушков Г.Д. Антенны и устройства сверхвысоких частот: учеб. пособие. – Ч. 1. – М., 1973. – 262 с.

9. Мощные нитрид галлиевые транзисторы (GaN) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.compel.ru/lib/ne/2015/7/2-moshhnyie-nitrid-gallievye-tranzistoryi-gan-ot-epc-konets-eryi-kremniya> (дата обращения: 03.06.2018).

Голов Дмитрий Андреевич

Студент гр. 148-M2 ТУСУРа
Эл. почта: 1965z6987@gmail.com

Глазырин Александр Николаевич

Студент гр. 148-M2 ТУСУРа
Эл. почта: glazirin.saniaD@yandex.ru

Охрименко Артем Аркадьевич

Студент гр. 148-M2 ТУСУРа
Эл. почта: tema.110@mail.ru

Дмитриев Владимир Дмитриевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ТОР ТУСУРа
Эл. почта: dvd51@mail.ru

УДК 621.396.41

А.В. Местников, Д.А. Голов, А.А. Охрименко, Ш.В. Куулар, В.Д. Дмитриев

СВЧ-усилитель мощности S-диапазона с параллельным соединением транзисторов

Приведены результаты проектирования сверхвысокочастотного (СВЧ) усилителя мощности диапазона 2,7–3,1 ГГц (S-диапазон). Коэффициент передачи усилителя в рабочей полосе частот более 25,9 дБ, коэффициент отражения по входу не превышает минус 7 дБ, мощность при этом составляет более 236 Вт в рабочем диапазоне частот, максимальная выходная мощность 309 Вт. Проектирование проводилось в системе автоматизированного проектирования (САПР) Advanced Design System 2017 (ADS).

Ключевые слова: СВЧ-усилитель мощности, S-диапазон, GaN-полевой транзистор, нелинейная модель, S-параметры, оптимальные импедансы, коэффициент полезного действия, моделирование, стабильность.

Современный уровень технологий производства микроэлектронных устройств СВЧ позволяет осуществить минимизацию размеров устройств за счет перехода к полупроводниковым элементам и усилителям на их основе.

Целью данной работы является проектирование СВЧ-усилителя мощности S-диапазона на основе нелинейных моделей GaN (нитрид галлиевых) полевых транзисторов фирмы Qorvo QPD1008 и НИИЭТ ПП9138Б.

Преимущества использования GaN-транзисторов: высокие значения питающих напряжений (28–50 В), высокие значения пробивных напряжений сток-исток (свыше 100 В для приборов с рабочим напряжением питания 28 В и 150 В – для приборов с рабочим напряжением питания 50 В), малые значения сопротивлений в открытом состоянии, высокий коэффициент полезного действия (более 60%), частотный диапазон до 20 ГГц, малые значения ёмкости активной структуры. Сравнение частот и мощностей с транзисторами другого типа представлено в [1, 2].

Разработка СВЧ-усилителя мощности включает в себя: выбор и обоснование структурной схемы, расчет согласующих цепей, оптимизацию всех параметров и моделирование при помощи САПР.

Структурная схема СВЧ-усилителя мощности

Усилитель мощности состоит из двух каскадов – предусилителя и усилителя (рис. 1). Для повышения выходной мощности выходной усилитель выполнен по схеме параллельного соединения транзисторов. Также для повышения устойчивости использовано разделение транзисторов по затворам через резистор номиналом 100 Ом.

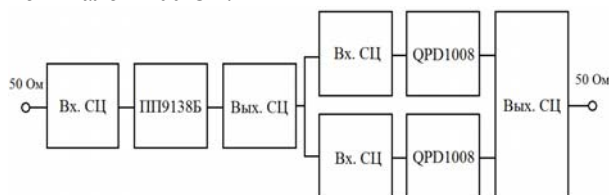


Рис. 1. Структурная схема СВЧ-усилителя мощности

По сравнению со схемами симфазного (мост Уилкинсона) и квадратурного (квадратурный мост) сложения мощностей данная схема будет иметь меньшие габариты, так как не требует наличия мос-

тов. Одним из недостатков данной схемы является возможность самовозбуждения транзисторов, но это решается путем разделения цепи согласования по затвору транзисторов с помощью резистора [3].

Проектирование предусилителя

Предусилитель основан на транзисторе ПП9138Б. Каскады СВЧ-усилителя мощности работают в режиме класса В. Смещение на затворе выбирается близким к напряжению отсечки, ток стока в состоянии покоя составляет 100–500 мА. Преимуществом использования режима класса В является КПД [4].

С точки зрения повышения усиления каскада выберем ток в рабочей точке 250 мА. Параметры питания определяются при помощи передаточной вольт-амперной характеристики (ВАХ) [5]. Для того чтобы ток в рабочей точке составлял 250 мА, требуется обеспечить постоянное смещение затвор-исток, равное –3,026 В (рис. 2), фиксированное напряжение сток-исток составляет 28 В.

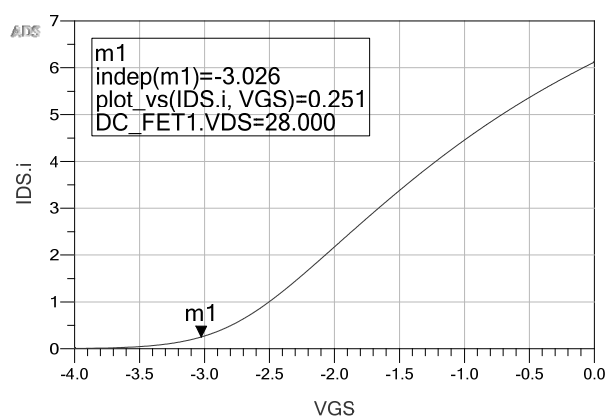


Рис. 2. Передаточная ВАХ транзистора ПП9138Б

После определения параметров питания необходимо провести проектирование входных и выходных согласующих цепей. Входные и выходные согласующие цепи предназначены для обеспечения оптимальных импедансов для транзистора по источнику и нагрузке с целью получения максимальной выходной мощности [6–8].

Топология приведена на рис. 3, в качестве подложки используется материал Rogers RO4350В тол-

щиной 0,762 мм. Коэффициент передачи в полосе больше 13 дБ, коэффициент отражения от входа меньше минус 10,2 дБ (рис. 4, а). Коэффициент устойчивости К больше единицы во всем S-диапазоне

(рис. 4, в), это означает, что предусилитель не будет самовозбуждаться. Выходная мощность больше 41,86 дБм (15,36 Вт) (рис. 4, в), КПД более 47% (рис. 4, з).

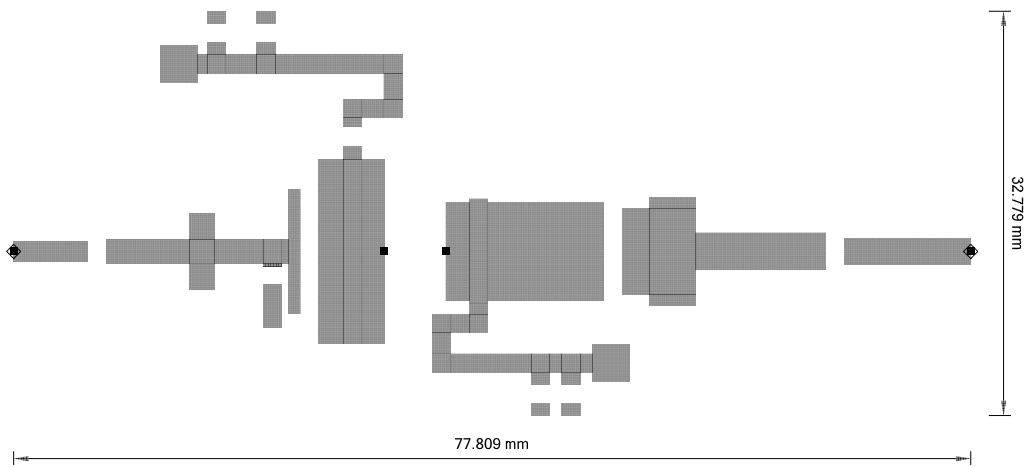


Рис. 3. Топология предусилителя

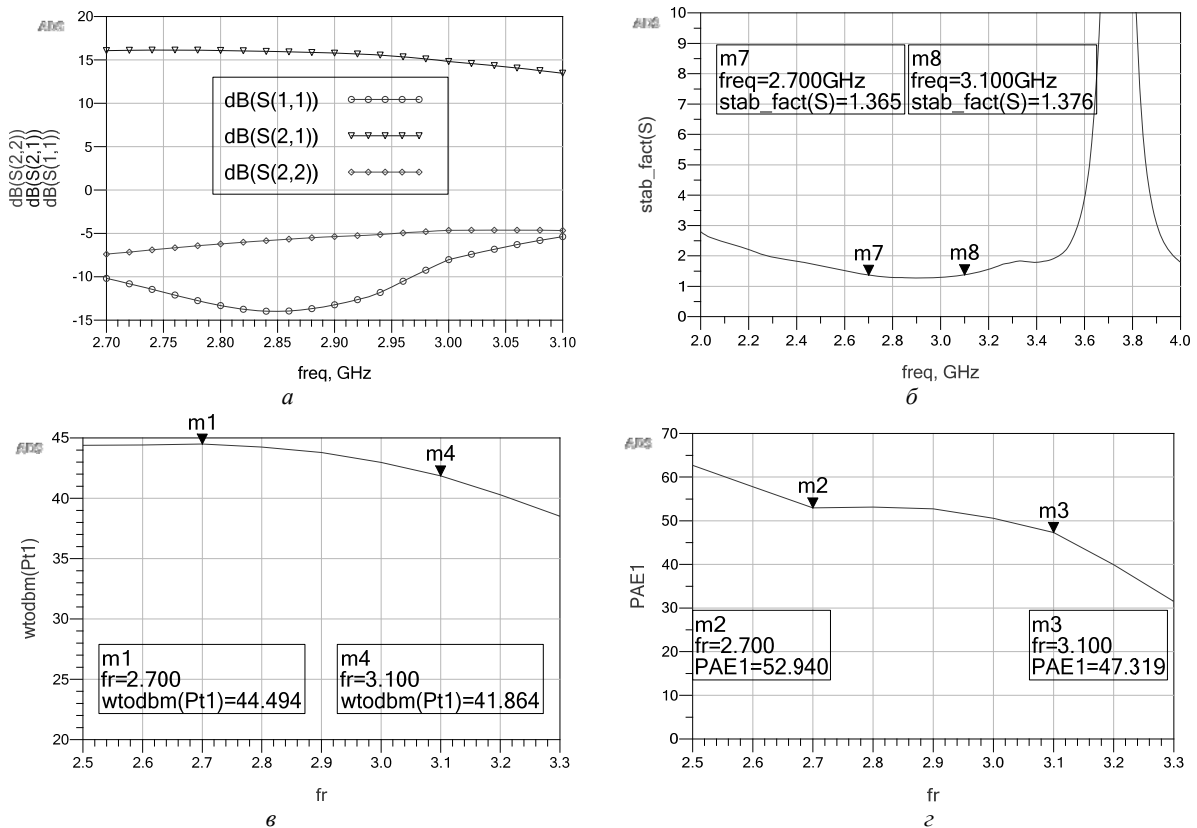


Рис. 4. Характеристики предусилителя

Проектирование СВЧ-усилителя мощности

С помощью передаточной ВАХ определим параметры питания транзистора Qorvo QPD1008. Для того чтобы ток в рабочей точке составлял 250 мА, требуется обеспечить постоянное смещение затвор-исток, равное минус 2,791 В (рис. 5), фиксированное напряжение сток-исток составляет 50 В.

После определения параметров питания приступим к проектированию и оптимизации цепей

согласования СВЧ-усилителя мощности. В результате получены полная топология СВЧ-усилителя мощности (рис. 6) и его характеристики (рис. 7, 8).

В диапазоне частот 2,7–3,1 ГГц коэффициент передачи S21 превышает значение 25,899 дБ. Коэффициент отражения от входа S11 равен –7,04 дБ на частоте 2,7 ГГц, начиная с частоты 2,8 до 3 ГГц значения S11 не превышают –10 дБ, в конце диапазона на частоте 3,1 ГГц значение S11 равно –8,634 дБ (рис. 7, а). В диапазоне частот 2–4 ГГц

(S-диапазон) значения коэффициента устойчивости больше единицы, это означает, что усилитель мощности не будет самовозбуждаться в этом диапазоне частот (рис. 7, б). Выходная мощность составляет 53,835 дБм (241,81 Вт) в начале диапазона на частоте 2,7 ГГц и 53,732 дБм (236,15 Вт) в конце диапазона на частоте 3,1 ГГц, максимальное значение выходной мощности составляет 54,9 дБм (309,08 Вт). Входная мощность при этом составляет 30 дБм (1 Вт) (рис. 8, а). Коэффициент полезного действия в диапазоне частот 2,7–3,1 ГГц превышает 40% (рис. 8, б). В качестве подложки используется материал Rogers RO4350В толщиной 0,762 мм.

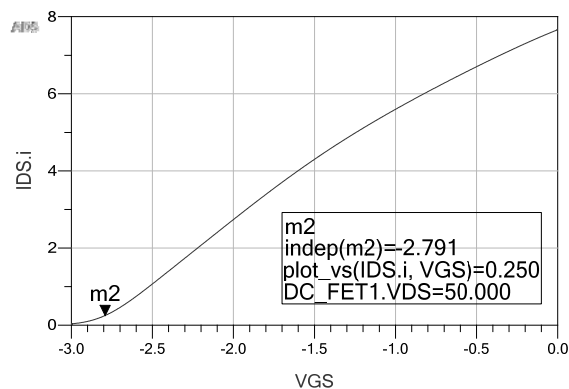


Рис. 5. Передаточная ВАХ транзистора QPD1008

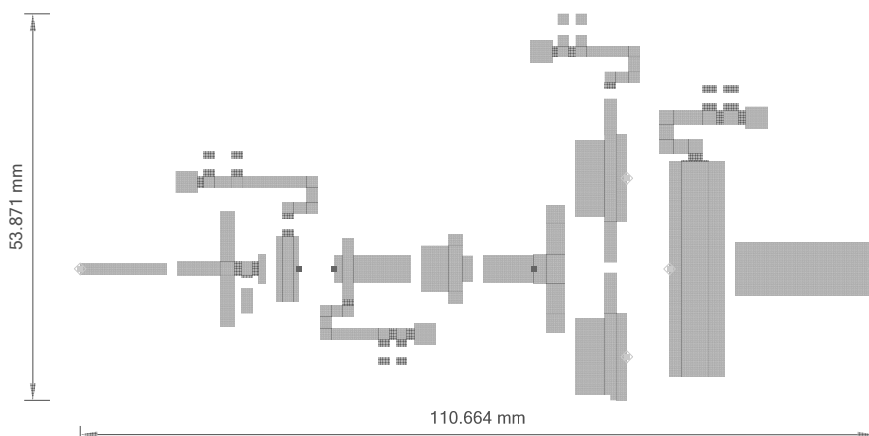


Рис. 6. Топология СВЧ-усилителя мощности

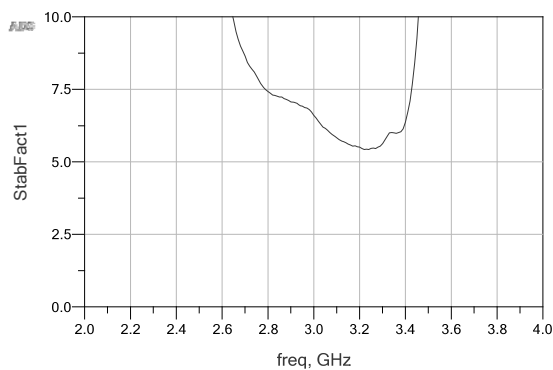
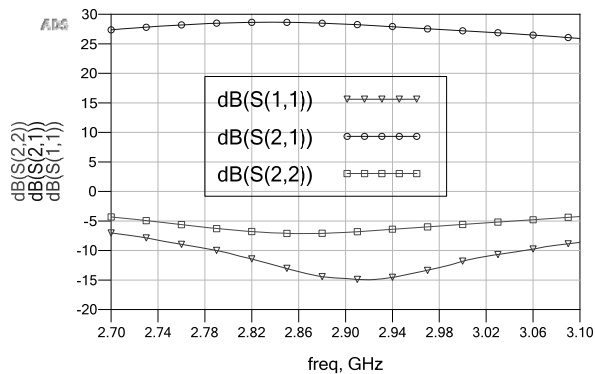


Рис. 7. S-параметры (а) и устойчивость (б) СВЧ-усилителя мощности

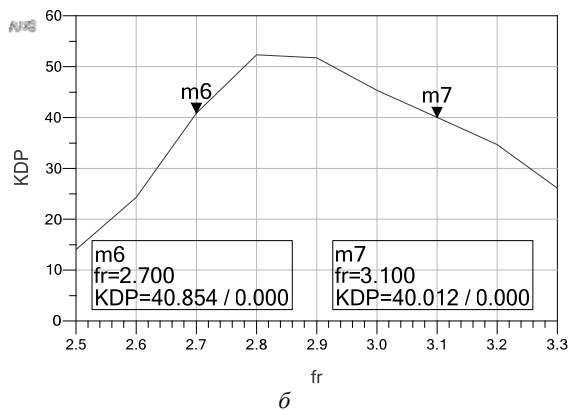
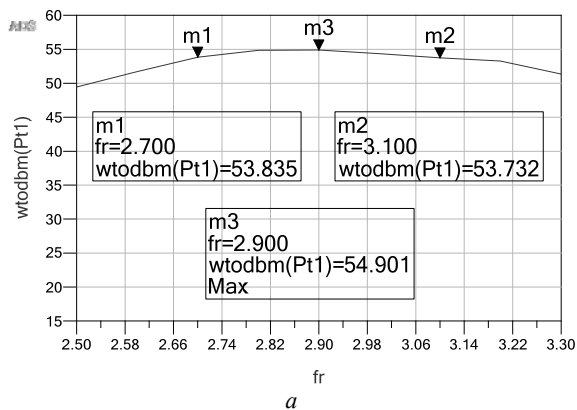


Рис. 8. Выходная мощность (а) и КПД (б) СВЧ-усилителя мощности

Заключение

В результате работы был спроектирован СВЧ-усилитель мощности диапазона 2,7–3,1 ГГц (S-диапазон) с максимальной выходной мощностью более 300 Вт и коэффициентом полезного действия более 40%. Данный СВЧ-усилитель мощности может использоваться в радиолокации.

Литература

1. Тарасов С., Дикарев В., Цоцорин А. Мощные GaN-транзисторы для применения в перспективных системах связи и радиолокации [Электронный ресурс]. – Режим доступа <https://niiet.ru/wp-content/uploads/80.pdf> (дата обращения: 08.09.2018).
2. Кулиев М.В. Обзор современных GaN-транзисторов и направления развития [Электронный ресурс]. – Режим доступа <http://j.pulsarpp.ru/images/journal/issues/2017/245/Kuliev.pdf> (дата обращения: 08.09.2018).
3. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ: учеб. пособие для радиотехнических вузов. – М.: Высш. шк., 1988. – 280 с.
4. Туральчук П.А., Кириллов В.В., Вендик О.Г., Парнес М.Д. СВЧ-усилители мощности с высоким КПД на основе технологии AlGaIn/GaN [Электронный ресурс]. – Режим доступа http://mwelectronics.ru/2016/Papers/PDF_1/182-186.pdf (дата обращения: 8.05.2018).
5. Дьяконов В.П., Максимчук А.А., Ремнев А.М., Смердов В.Ю. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах. – М.: СОЛОН-Р. – 2002. – 512 с.

6. Каганов В.И. СВЧ-полупроводниковые передатчики. – М.: Радио и связь, 1981. – С. 251–256.

7. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. – Донецк: Алекс, 2004. – 448 с.

8. Малорацкий Л.Г., Явич Л.Р. Проектирование и расчет СВЧ-элементов на полосковых линиях. – М., Сов. радио, 1972. – 232 с.

Местников Артур Викторович

Студент гр. 148-М2 ТУСУРа

Эл. почта: traveller7296@gmail.com

Голов Дмитрий Андреевич

Студент гр. 148-М2 ТУСУРа

Эл. почта: 1965z6987@gmail.com

Охрименко Артем Аркадьевич

Студент гр. 148-М2 ТУСУРа

Эл. почта: tema.110@mail.ru

Куулар Шончалай Валерьевна

Студентка гр. 148-М5 ТУСУРа

Эл. почта: kuular-1996@inbox.ru

Дмитриев Владимир Дмитриевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ТОР ТУСУРа

Эл. почта: dvd51@mail.ru

УДК 537.868.3

А.О. Семкин, М.В. Путхенпуракалчира, И.А. Резаев, А.В. Фатеев

Изменение параметров радиопоглощающих материалов на основе эластичного пенополиуретана при введении в них различных антипиреновых пропиток

Приведены результаты экспериментальных исследований влияния состава и концентрации некоторых антипиреновых пропиток на отражающие и поглощающие свойства конструкционных радиопоглощающих материалов (РПМ) на основе эластичного пенополиуретана, используемых при строительстве безэховых камер. Исследования проводились путем измерения свойств материала в закрытой линии передачи (волноводной секции) методами векторного анализа цепей. Показано, что антипирены на основе соединений бора могут использоваться для изготовления трудногорючих РПМ, в отличие от соединений меламина, значительно ухудшающих поглощающие свойства материала.

Ключевые слова: радиопоглощающий материал, РПМ, антипирен, антипиреновые пропитки.

Развитие беспроводных технологий как гражданского, так и военного назначения требует создания множества испытательных комплексов, предназначенных для измерения радиотехнических характеристик антенн и антенных решеток, а также проведения испытаний на электромагнитную совместимость. Наиболее распространены комплексы на основе радиочастотных безэховых камер, внутреннее пространство которых изолировано от внешнего радиоэфира, и дополнительно приняты меры по снижению уровня мощности, многократно отраженных от внутренних стен радиоволн. Для этого используются радиопоглощающие материалы (РПМ), которыми облицовываются стены таких камер. Одними из наиболее эффективных являются материалы

на основе вспененного полиуретана с углеродным наполнителем, которые в силу своей пористой структуры обеспечивают, во-первых, эффективное согласование со свободным пространством, а во-вторых, высокий уровень омических и иногда, в зависимости от наполнителя, магнитных потерь. Их наиболее существенным недостатком является высокая степень горючести, характерная для полиуретанов. Следовательно, весьма актуальной является разработка композиций, позволяющих снизить восприимчивость РПМ к воздействию пламени и высоких температур и соответственно снижающих риск возникновения пожаров.

Разработке огнестойких (антипиреновых) пропиток и добавок для различных полиуретанов по-

священо множество работ по всему миру [1–4]. Ключевым свойством таких веществ должна быть способность сохранять проводящие свойства материала, необходимые для выполнения его основной роли – поглощения радиоволн. В настоящее время широко известных работ, посвященных данной проблеме, нет. Таким образом, целью данной работы является изучение влияния различных антипиреновых пропиток на поглощающие свойства РПМ.

Выбор и обоснование состава пропиток

Один из членов коллектива авторов имеет большой опыт работы с антипиренами на основе борной кислоты [5–7], в связи с этим в данной работе в перечень исследуемых веществ для приготовления пропиток вошли соединения бора.

На момент проведения экспериментов коммерчески доступными являлись следующие вещества:

- борная кислота (boric acid, BA);
- декагидрат тетрабората натрия (borax, BX);
- фосфат бора (boron phosphate, BP);
- полифосфат меламина (melamine polyphosphate, MPF);
- полифосфат магний меламина (MPF-Mg);
- синтетический цеолит NaA (zeolite);
- гидрокарбонат натрия, пищевая сода (soda).

Предварительные испытания

Для определения перечня используемых веществ были проведены предварительные испытания на горючесть образцов РПМ из эластичного пенополиуретана, пропитанного в указанных веществах.

Испытания на горючесть проводились следующим образом. Из панелей радиопоглощающего материала AMP-20 производства ООО НПК «ТЕСАРТ» вырезались образцы для испытаний. Готовился водный раствор испытуемого вещества, содержащий неопреновый клей для улучшения адгезионных свойств антипирена, в растворе пропитывался образец, далее он высушивался и подвергался испытаниям на воздействие пламени.

В экспериментах образцы подвергались воздействию пламени бытовой газовой горелки, высота пламени не превышала 10 см (100 мм), в течение 30 с. В случае воспламенения образца (появления открытого пламени) испытания прекращались, раствор исключался из дальнейших испытаний. В случае отсутствия открытого пламени по истечении 30 с воздействие пламени прекращалось, образец выкладывался на горизонтальную поверхность, измерялось время тления образца. Под тлением образца понималось активное выделение дыма и сохранение высокой температуры (температура в предварительных тестах не измерялась). Композиция принималась годной к дальнейшим испытаниям, если тление (активное выделение дыма) прекращалось по истечении 1–2 мин.

Таким образом, было отобрано 13 композиций, содержащих испытуемые вещества. Экспериментальные исследования влияния антипиренов на свойства радиопоглощающих материалов проводились для указанных композиций.

Методика исследований свойств материала

Исследование влияния состава и концентрации антипиреновых пропиток на свойства РПМ проводилось следующим образом. Из двух панелей плоского радиопоглощающего материала из эластичного пенополиуретана AMF-5 (500×500×50 мм) производства ООО НПК «ТЕСАРТ» вырезались экспериментальные образцы размерами 50×23×10 мм. Затем образцы помещались в волноводную секцию стандартного сечения (23×10). Волноводная секция через коаксиально-волноводные переходы подключалась к двум портам векторного анализатора цепей (ВАЦ). С его помощью измерялись комплексные S-параметры в диапазоне частот 8–12 ГГц. Предварительно производилась калибровка ВАЦ и измерение S-параметров волноводной секции, не содержащей образец РПМ. Полученные экспериментальные результаты принимались за исходные данные для определения влияния антипиреновых пропиток.

Далее из оставшегося РПМ вырезались равные элементы размерами 230×100×50 мм, которые пропитывались в различных композициях, содержащих коммерчески доступные антипиреновые добавки. Далее измерения S-параметров повторялись по описанной выше методике для каждого элемента.

Схема экспериментальной установки приведена на рис. 1.



Рис. 1. Схема экспериментальной установки

На рис. 1 ВАЦ – векторный анализатор цепей (N9917A, Keysight Technologies); КВП – коаксиально-волноводный переход (из состава калибровочного волноводного набора N9911X, Keysight Technologies); волноводная секция – прямоугольный волновод стандартного сечения (23×10 мм) (из состава калибровочного волноводного набора N9911X, Keysight Technologies).

При оценке использовались два параметра: отражение $R = |S_{11}^i|$ и поглощение α , которое определялось как разность между модулями S_{21} для пустой волноводной секции и этой же секции, содержащей РПМ:

$$\alpha = S_{21}^0 - S_{21}^i, \quad (1)$$

где S_{21}^0 – результат измерений для «пустой» волноводной секции, S_{21}^i – результат измерений для волноводной секции, содержащей образец РПМ. Так как S_{21}^0 в пустой волноводной секции имеет значение близкое к нулю, то в выражении им можно пренебречь. Соответственно выражение (1) примет вид

$$\alpha = -S_{21}^i. \quad (2)$$

Для каждой композиции измерения проводились не менее 5 раз на разных образцах (вырезанных из пропитанного РПМ). После этого проводилось усреднение полученных результатов по количеству образцов.

Результаты экспериментов и обсуждение

На рис. 2, 3 в виде столбчатых диаграмм показаны результаты измерений, усредненные по частотному диапазону 8–12 ГГц. На рис. 2 приведены данные по отражению, на рис. 3 – по поглощению (1).

Из полученных диаграмм видно, что соединения на основе бора (борная кислота, тетраборат натрия и их сочетания) обуславливают увеличение потерь в материале РПМ (см. рис. 3) по сравнению с его исходным состоянием. Кроме этого, растет также и отражение. Данные результаты позволяют сделать предположение об увеличении проводимости материала в присутствии соединений бора. Данное явление, вероятно, обусловлено типом используемых веществ – водные растворы кислот и щелочей являются электролитами. Таким образом, введение элек-

тролитов в состав материала снижает его сопротивление в исследуемом диапазоне частот, что обуславливает рост поглощения и рассогласование со свободным пространством (рост уровня отражения).

Введение даже незначительного количества соединений меламина, напротив, снижает оба исследуемых параметра, что говорит о снижении проводимости материала и приближении его по своим свойствам к диэлектрикам.

Заключение

Таким образом, полученные результаты позволяют ограничить перечень используемых веществ для изготовления антипиреновых пропиток для радиопоглощающих материалов. В частности, показано, что популярные в настоящее время соединения меламина не могут быть использованы для изготовления трудногорючих РПМ, поскольку значительно ухудшают их поглощающие свойства.

В работе представлены результаты исследований, выполненных за счет гранта Российского научного фонда (проект № 18-79-00227).

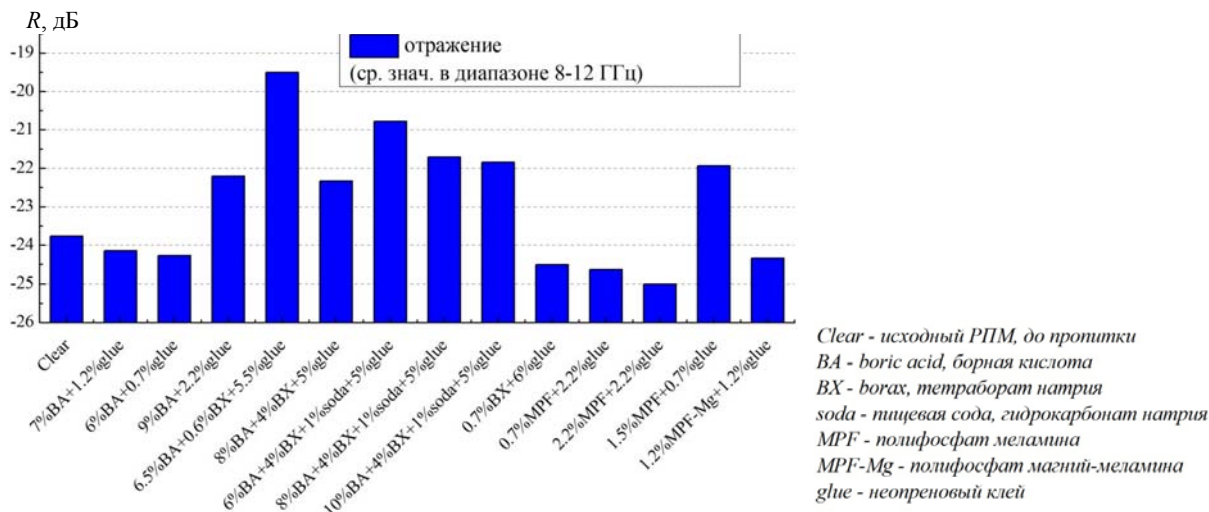


Рис. 2. Результаты измерения уровня отражения

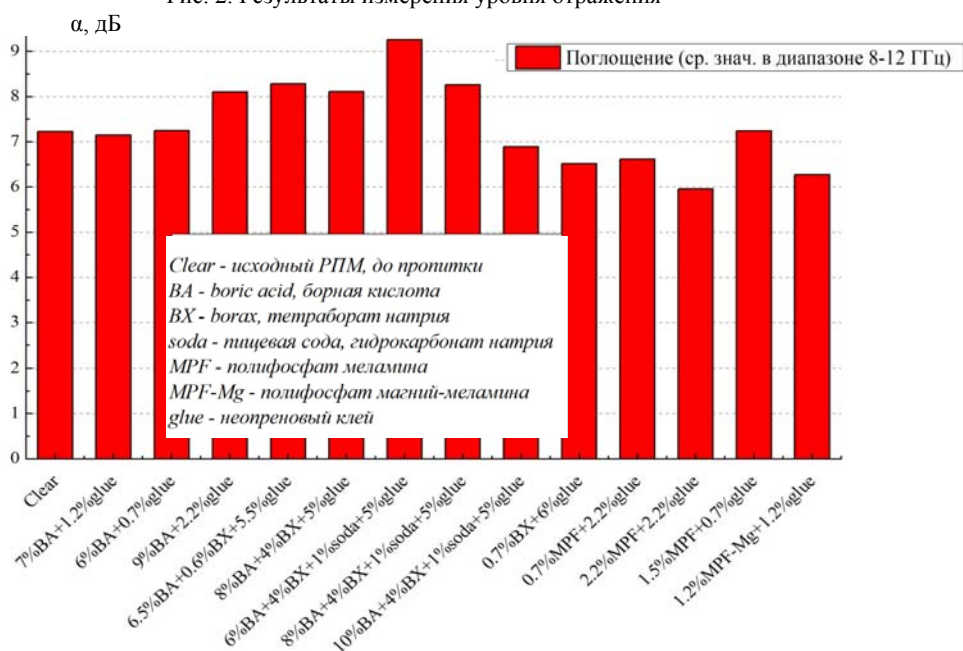


Рис. 3. Результаты измерения уровня поглощения

Литература

1. Bonsignore P.V. Flame Retardant Flexible Polyurethane Foam By Post-Treatment with Alumina Trihydrate/Latex Binder Dispersion Systems // Journal of Cellular Plastics. – 1979. – Vol. 15, № 3. – P. 163–179.
2. Thirumal M. et al. Halogen free flame retardant rigid polyurethane foams: Effect of alumina trihydrate and triphenylphosphate on the properties of polyurethane foams // Journal of applied polymer science. – 2010. – Vol. 116, № 4. – P. 2260–2268.
3. Ким О.П., Ким Т.Д., Саламатов Б.В. Композиция для получения огнестойкого пенополиуретана: Патент RU2014127615A. 2014.
4. Mack A.G., Tsao T. Mixed Glycol Polyphosphonate Compounds : Pat. US 2011/0218260. 2009.
5. Nazarenko O.B. Effect of boric acid on thermal behavior of copper nanopowder/epoxy composites / O.B. Nazarenko, A.I. Sechin, T.V. Melnikova, P.M. Visakh // Journal of Thermal Analysis and Calorimetry. – 2017. – Vol. 131, № 1. – P. 567–572.
6. Nazarenko O.B. Combined effect of zeolite and boric acid on thermal behavior of epoxy composites / O.B. Nazarenko, T.V. Melnikova, P.M. Visakh // Journal of Thermal

Analysis and Calorimetry. – 2017. – Vol. 128, № 1. – P. 169–175.

7. Nazarenko O.B. Thermal and mechanical characteristics of polymer composites based on epoxy resin, aluminium nanopowders and boric acid / O.B. Nazarenko, T.V. Melnikova, P.M. Visakh // Journal of Physics: Conference Series. – 2016. – Vol. 671, № 1. – P. 012040.

Семкин Артем Олегович

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. СВЧиКР ТУСУРа
Эл. почта: a.o.semkin@gmail.com

Путхенпуракалчир Маниян Висах

Канд. хим. наук, доцент каф. ТОР,
ст. науч. сотр. лаб. пикосекундной техники РСС ТУСУРа
Эл. почта: visagam143@gmail.com

Резаев Иван Андреевич

Техник лаб. пикосекундной техники РСС ТУСУРа
Эл. почта: vaniya.95@mail.ru

Фатеев Алексей Викторович

Канд. техн. наук, зав. каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: fateev@tusur.ru

УДК 621.372

А.Н. Сычев, К.К. Жаров

Моделирование неодинаковых связанных линий с лицевой связью

Впервые представлена модель неодинаковых связанных линий с учетом толщины проводников с лицевой связью в слоистой диэлектрической среде, построенная методом конформных отображений. На основе предложенной математической модели разработана компьютерная программа, использующая пакет SC-Toolbox, в котором реализованы прямое и обратное преобразования Кристоффеля–Шварца в среде MATLAB. Выявлено, что учет диэлектрического заполнения представляет наибольшую трудность. Первичное тестирование программы показало её высокую вычислительную эффективность.

Ключевые слова: связанные линии, лицевая связь, конформное отображение, интеграл Кристоффеля–Шварца.

При создании СВЧ-устройств разработчику требуется изрядное количество базовых элементов и компонентов как активного, так и пассивного характера. Из пассивных СВЧ-элементов широко применяются отрезки связанных полосковых линий. На их основе могут быть построены квадратурные мосты, балансные усилители, аттенюаторы, фазовращатели отражательного типа, трансформаторы сопротивлений и т.п.

Особый интерес представляют квадратурные мосты с трансформацией импеданса [1], поэтому в данной работе ставится задача моделирования неодинаковых связанных линий (СЛ) с лицевой связью, не обладающих межлинейной симметрией, но имеющих внутрилинейную симметрией, позволяющую при анализе устанавливать вертикально-продольную плоскость в центре поперечного сечения структуры (рис. 1).

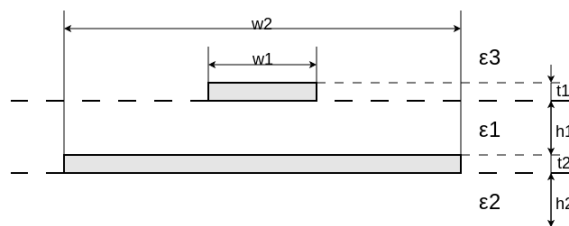


Рис. 1. Геометрия неодинаковых связанных линий с лицевой связью в слоистой диэлектрической среде:

w_1, w_2 – ширины линии, t_1, t_2 – толщины линий,
 h_1, h_2 – толщины диэлектрических слоев, $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$ – диэлектрические проницаемости соответствующих слоев

Модель структуры.**Преобразования Кристоффеля–Шварца**

Межлинейная электрическая симметрия в структуре отсутствует, однако внутрилинейная геометрическая симметрия имеется и позволяет про-

вести моделирование лишь половины структуры (здесь правой). При этом в итоговой модели потребуются удвоить значения погонных ёмкостей.

Моделирование правой полуструктуры (см. рис. 1), являющейся односвязной многоугольной областью, производится методом конформных отображений (КО), в основе которого лежат интегральные преобразования Кристоффеля–Шварца (КШ) [2–4].

В предлагаемой модели вначале первое обратное преобразование КШ осуществляет конформное отображение исходного многоугольника (имеющего одну вершину, лежащую в бесконечности) на каноническую область. Канонической областью обычно является или верхняя полуплоскость комплексной плоскости, или единичная окружность. Затем второе прямое преобразование КШ конформно отображает каноническую область на целевую прямоугольную область, по существу являющуюся плоским конденсатором, в котором задача расчета электромагнитного поля становится тривиальной.

Моделирование структуры с воздушным диэлектрическим заполнением. Карты поля

Композитное (полное, составное) обратное отображение финального прямоугольника на исходный многоугольник позволяет построить карты электромагнитного поля в правой полуструктуре для двух режимов возбуждения – синфазного и противофазного, показанных на рис. 2.

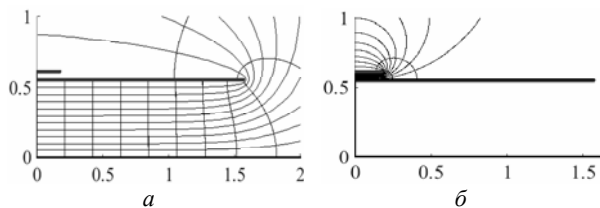


Рис. 2. Карты электромагнитного поля для различных режимов возбуждения структуры связанных линий: а – синфазный; б – противофазный

Если одна линия экранирует другую, то собственная частичная погонная емкость экранируемой линии (здесь первой) становится пренебрежимо малой $C(1)_{01} \approx 0$. Следовательно, при воздушном диэлектрическом заполнении матрица погонных емкостей полной структуры связанных линий запишется

$$C(1) = 2 \begin{bmatrix} C(1)_{\pi} & -C(1)_{\pi} \\ -C(1)_{\pi} & C(1)_{\epsilon} + C(1)_{\pi} \end{bmatrix},$$

где в $C(1)_{\epsilon}$, $C(1)_{\pi}$ – емкости полуструктуры при воздушном диэлектрическом заполнении в синфазном и противофазном режимах возбуждения соответственно. Отсюда матрица погонных индуктивностей связанных линий определяется по формуле

$$L = \mu_0 \epsilon_0 [C(1)]^{-1},$$

где μ_0 , ϵ_0 – магнитная и электрическая постоянные соответственно.

Моделирование структуры с реальным диэлектрическим заполнением

Композитное прямое отображение исходной многоугольной области на финальный прямоуголь-

ник позволяет построить линии раздела диэлектрических слоев (рис. 3).

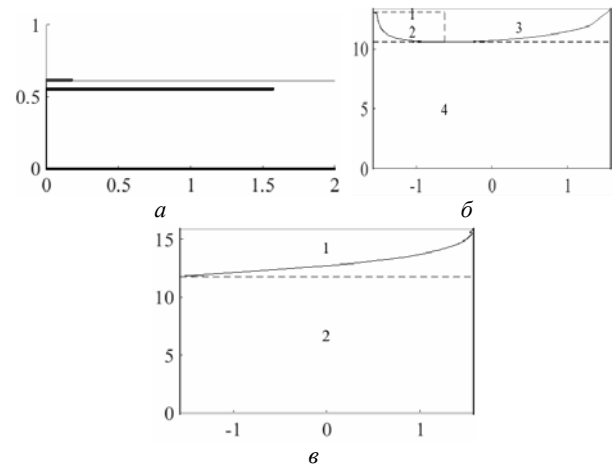


Рис. 3. Отображение структуры с линией раздела диэлектриков: а – исходная структура; б – прямоугольная область синфазного возбуждения; в – прямоугольная область противофазного возбуждения

Для расчета матрицы погонных емкостей связанных линий с реальным диэлектрическим заполнением линия раздела диэлектриков исходной структуры отображается в соответствующие линии раздела в двух финальных прямоугольных областях – синфазного и противофазного режимов возбуждения, показанных на рис. 3.

Заметим, что прямоугольная область синфазного возбуждения при вычислении соответствующей емкости C_c разбивается на характерные подобласти, как показано на рис. 3, б.

Подобласти 1 (верхняя левая) и 4 (большая нижняя) представляют собой конденсаторы с однородным диэлектрическим заполнением, сложностей с расчетом их емкостей не возникает.

Для учета слоисто-неоднородного диэлектрического заполнения в под областях 2 (малая левая нижняя) и 3 (правая верхняя) используется методика, предложенная в работах [2, 3], где показано, что подобную структуру можно разбить на серию частичных конденсаторов с наклонной линией раздела диэлектрических слоев, показанных на рис. 4.

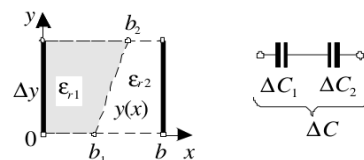


Рис. 4. Прямоугольный конденсатор с наклонной линией раздела диэлектрических слоев

Разделив подобласти 2 и 3 на элементарные участки, в пределах которых границу между диэлектриками можно считать прямой линией, расчет проводится по методике из [2], после чего суммируются емкости всех элементарных участков. В результате для структуры с реальным диэлектрическим заполнением вычисляется значение погонной емкости синфазного возбуждения C_c .

На рис. 3, в подобласть 2 (нижняя) представляет собой плоский конденсатор с однородным диэлектрическим заполнением. Подобласть 1 (верхняя) имеет двухслойное заполнение, её расчет также выполняется по методике из [2]. В результате для структуры с реальным диэлектрическим заполнением вычисляется значение погонной емкости противофазного возбуждения $C(1)_\pi$.

В итоге при реальном диэлектрическом заполнении матрица погонных емкостей полной структуры связанных линий записывается

$$C = 2 \begin{bmatrix} C_\pi & -C_\pi \\ -C_\pi & C_c + C_\pi \end{bmatrix}.$$

В завершение значения эффективных диэлектрических проницаемостей для синфазного и противофазного возбуждений структуры связанных линий вычисляются по формуле

$$\epsilon_{\text{reff}(c,\pi)} = C(1)_{(c,\pi)} / C(1)_{(c,\pi)}.$$

Верификация предложенной модели

Для верификации предложенной модели из литературы [1] была взята исследуемая структура связанных линий с заданными проектными параметрами конструкции и рассчитанными её погонными параметрами. При этом метод расчёта погонных параметров там не упомянут.

Параметры конструкции из [1] были следующими (см. рис. 1): $w_1 = 0,36$ мм; $w_2 = 3,15$ мм; $h_1 = 0,051$ мм; $h_2 = (0,04 + 0,508) = 0,548$ мм; $\epsilon_1 = 3,4$; $\epsilon_2 = 3,38$; $t_1 = t_2 = 0$, т.е. полоски нулевой толщины. Так как диэлектрические проницаемости ϵ_1 и ϵ_2 в [1] составляли 3,38 и 3,4, соответственно, в данном исследовании они обе принимались равными 3,38 для упрощения расчета. Однако для повышения адекватности модели здесь выполнялся учёт толщины проводников, которая в предложенной модели была взята равной $t_1 = t_2 = 0,01$ мм.

Результаты сравнения расчётных значений погонных параметров для вышеописанной структуры, взятые из [1] и полученные по предложенной методике, приведены в таблице.

Погонные параметры неодинаковых связанных линий с лицевой связью

Параметр	Значение, взятое из [1]	Значение, рассчитанное по предложенной методике	Расхождение, %
L_{11} , нГн/м	282,4	272,4	-3,5
L_{12} , нГн/м	145,4	148	1,8
L_{22} , нГн/м	148,4	148	-0,3
C_{11} , пФ/м	220,9	257,8	16,7
C_{12} , пФ/м	219,7	257,8	17,3
C_{22} , пФ/м	438,6	472,2	7,7
ϵ_{reffc}	2,94	2,85	-3,1
$\epsilon_{\text{reff}\pi}$	2,75	2,88	4,7

Из таблицы видно, что числовые значения рассчитанных погонных индуктивностей СЛ совпадают

с известными [1] с погрешностью, не превышающей 4%. Однако величины погонных емкостей C_{11} и C_{12} расходятся с базовыми примерно на 17%, а C_{22} имеет погрешность порядка 8%. Ощутимое расхождение может объясняться существенной трудностью учёта реального диэлектрического заполнения в предложенной модели. Также следует иметь в виду отсутствие учета толщины проводников в образцовой модели [1]. Значения эффективных диэлектрических проницаемостей для структур синфазного и противофазного возбуждений совпадают хорошо с погрешностью не хуже 5%.

Выводы

Итак, в работе впервые представлена модель неодинаковых связанных линий с учетом толщины проводников с лицевой связью в слоистой диэлектрической среде, построенная методом конформных отображений. На основе предложенной математической модели разработана компьютерная программа, использующая пакет SC-Toolbox, в котором реализованы прямое и обратное преобразования Кристоффеля–Шварца в среде MATLAB. Выявлено, что учёт диэлектрического заполнения представляет наибольшую трудность. Первичное тестирование программы показало её высокую вычислительную эффективность.

Исследование и моделирование неодинаковых СЛ будет продолжено посредством модификации модели на этапе учёта неоднородности диэлектрического заполнения.

Литература

1. Wincza K. Asymmetric coupled-line directional couplers as impedance transformers in balanced and N-way power amplifiers / K. Wincza, S. Gruszczynski // IEEE Trans. – 2011. – Vol. MTT-59, No. 7. – P. 1803–1810.
2. Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Y., Salnikov A.S. Modeling of the vertically installed planar coupled lines by the numerical conformal transformation technique // IEEE MTT-S Int. Conf. on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), May 2017, Sevilla, Spain. – P. 124–126.
3. Сычёв А.Н. Комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений для анализа многомодовых полосковых структур. – Томск: ТУСУР, 2007. – 138 с.
4. Driscoll T. SC Toolbox for MATLAB [Электронный ресурс]. – <http://www.math.udel.edu/~driscoll/SC>.

Сычев Александр Николаевич

Д-р техн. наук, профессор каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: ans@main.tusur.ru

Жаров Константин Константинович

Ассистент каф. СУП ТУСУРа
Эл. почта: konstantin.k.zharov@tusur.ru

Секция 6

ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ

Сопредседатели секции – Лоцилов Антон Геннадьевич, к.т.н., зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена»; Филатов Александр Владимирович, д.т.н., профессор каф. ТОР

УДК 621.315.592

С.Г. Еханин, А.А. Томашевич, Н.К. Афанасьев

Комплексное исследование процесса дефектообразования в кристаллах GaN-светодиодов средней мощности при длительных испытаниях

Представлены результаты исследования вольт-амперных характеристик и картин туннельной электролюминесценции светодиодов средней мощности на основе нитрида галлия до и после длительных испытаний при токах, не превышающих номинальные значения. Также представлены результаты, полученные после кратковременно-го «термостресса». Рассмотрен механизм «прокальвания» активной области кристалла в процессе изменения структуры кристалла светодиода после испытаний. Представлены графики изменения прямой и обратной ветви вольт-амперных характеристик в процессе испытания. Обсуждены полученные результаты.

Ключевые слова: светодиод, вольт-амперная характеристика, механизмы деградации, туннельная электролюминесценция.

В светодиодах (далее – СД) протекают процессы деградации, которые являются одной из главных проблем современной светодиодной светотехники.

В работе [1] было проведено исследование деградации светодиодов малой мощности при ускоренных испытаниях. В данной же работе в целях подтверждения предложенных механизмов проводилось исследование светодиодов средней мощности при длительных испытаниях в номинальном режиме.

Одним из эффективных методов контроля динамики накопления дефектов является определение спектра туннельной электролюминесценции [2]. В работе [2] исследовались гетероструктуры с одной квантовой ямой, поэтому спектральные характеристики туннельной ЭЛ измерялись стандартными методами обычной аппаратурой. Но с появлением многоямных СД при исследовании туннельной ЭЛ возникают проблемы, связанные с малой интенсивностью свечения вследствие увеличения ширины активной зоны. В связи с этим в целях контроля процессов изменения структуры после длительной эксплуатации возникла необходимость применения альтернативных методов исследования туннельной ЭЛ.

В данной работе представлены результаты исследования вольт-амперных характеристик и картин туннельной электролюминесценции светодиодов средней мощности на основе нитрида галлия до и после длительных испытаний при токах, не превышающих номинальные значения.

Экспериментальная часть

В качестве объекта исследования выбраны GaN-светодиоды фирмы SemiLEDs SL-V-B24AD без лю-

минофорного покрытия в стандартном пластмассовом корпусе типа 5050. По своим электрическим и фотометрическим параметрам они являются типичными представителями изделий, выпускаемых отечественными и зарубежными предприятиями. Поэтому результаты исследования этих СД могут быть распространены на другие подобные изделия.

В состав установки для комплексного исследования вошли следующие приборы:

- источник-измеритель RLC Keysight E4980A;
- лабораторный источник питания Mastech NY3003;
- исследовательский металлографический микроскоп МИМ-7;
- цифровой зеркальный фотоаппарат среднего класса фирмы Nikon D90;
- тепловизор Testo 876.

Светодиод был установлен на теплоотвод площадью не менее 8 см² согласно рекомендациям производителя.

Испытание светодиода производилось в режиме номинальных токов. Для подтверждения правильности выбора токового режима до и после испытаний измеряли температуру кристалла и теплоотвода с помощью тепловизора. Также до и после испытаний проводили измерение токов в нано- и микрообластях вольт-амперной характеристики (ВАХ), получали фотографии туннельной электролюминесценции и контролировали изменение яркости СД.

Исследования начиналось с измерения прямых ВАХ в области микротоков нового образца СД. Как известно, при прямом напряжении более 2,5 В в СД

на основе GaN возникает инжекционная электролюминесценция (когда открывается $p-n$ -переход). Когда напряжение на СД находится в диапазоне 2–2,5 В, то должна наблюдаться туннельная электролюминесценция [2]. В данной работе измерения ВАХ проводились в указанной области, когда через образец протекают нано- и микротоки, так как именно в этой области будут возникать наибольшие изменения. Измеритель RLC Keysight E4980A позволяет измерять токи начиная с 10^{-12} А.

Первое испытание проводилось при токе 250 мА (70% от номинального) для контроля изменения температуры кристалла в процессе испытаний. Как оказалось, температура кристалла не превышала 80°C при комнатной температуре. Длительность испытания составила одну неделю (160 ч).

Второе испытание проводилось при токе 300 мА (85% от номинального) на протяжении 800 ч. Температура кристалла в процессе испытания повысилась до 101°C при тех же значениях температуры окружающей среды.

Третье испытание проводилось 160 ч при токе 350 мА, т.е. при номинальном токе, указанном производителем. Температура кристалла при испытаниях достигала 109°C . К этому моменту время испытаний в сумме составляло порядка 1000 ч.

Подобное исследование приводилось в работе [1], когда исследование деградации структуры СД производилось в режиме ускоренного испытания при повышенных плотностях рабочего тока. В данной же работе основная часть испытаний проводилась при токах, не превышающих номинальные значения. Лишь в конце была стадия ускоренного испытания (термостресс), при котором специально был увеличен ток, а температура гетероструктуры СД превысила допустимое значение на несколько градусов.

Исследование электрических характеристик

На рис. 1 показаны начальные участки прямых ВАХ в зависимости от времени испытаний.

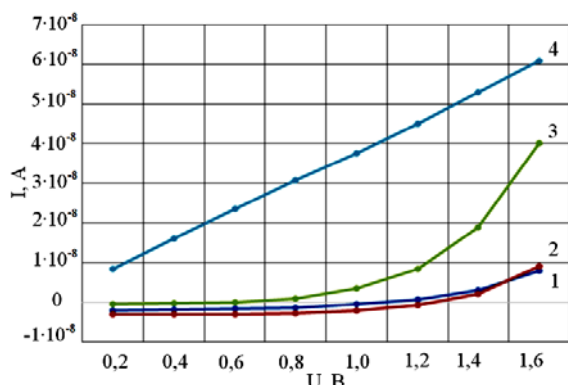


Рис. 1. Начальные участки прямых ВАХ: 1 – 0 ч; 2 – 160 ч; 3 – 800 ч; 4 – 1120 ч

Как видно из рис. 1, после первого испытания токи стали меньше, чем у нового образца, что обусловлено, по-видимому, накоплением отрицательного заряда в гетероструктуре, ограничивающего поступление основных носителей [3]. После второго

испытания длительностью 800 ч произошло существенное изменение прямой ВАХ. Значения токов во всем диапазоне измерений увеличились по сравнению с предыдущими показаниями: особенно это видно, начиная с напряжения на гетероструктуре, равного 2 В (экспоненциальная часть).

Далее, после 1120 ч испытаний (см. рис. 1, кривая 4), ВАХ перешла из экспоненциальной в линейную. Это можно объяснить появлением токопроводящих «мостиков» с омической проводимостью, проходящих через гетероструктуру. Кроме того, из рисунка видно, что кривая 3 существенно отличается от кривых 1 и 2. Если этот результат связать с формированием токопроводящих «мостиков», то можно сказать, что такая характеристика может получиться при таком «мостике», который еще не полностью «проколол» гетероструктуру.

Чтобы сказать более конкретно об изменениях экспоненциальной части прямой ВАХ, нужно построить эти зависимости в логарифмическом масштабе, что представлено на рис. 2.

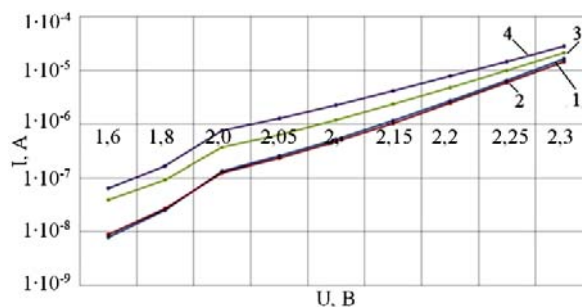


Рис. 2. Прямые вольт-амперные характеристики в логарифмическом масштабе: 1 – 0 ч; 2 – 160 ч; 3 – 800 ч; 4 – 1120 ч

Как общепринято в литературных источниках, для представления изменения тока в десятичной шкале зависимости построены в десятичном логарифмическом масштабе.

Из рис. 2 видно, что экспоненциальная часть ВАХ, соответствующая туннельной ЭЛ, начинается примерно с 2 В и от испытания к испытанию становится более полой. Как известно, туннельная ЭЛ в СД на основе GaN начинается как раз с этого напряжения. До напряжения в 2 В $p-n$ -переход практически закрыт, и его эквивалентная схема представляет собой не диод, а конденсатор. Уменьшение крутизны экспоненты от испытания к испытанию можно объяснить тем, что величина показателя экспоненты уменьшается. Поскольку измерения ВАХ проводятся в области действия туннельных механизмов, то уменьшение показателя экспоненты можно связать с улучшением условий туннелирования основных носителей через гетероструктуру.

Если продолжить зависимости 1–3 в области больших напряжений, то они пересекутся, когда начинается инжекционная электролюминесценция, что согласуется с литературными данными [4].

Действительно, с увеличением величины тока и времени испытаний в кристалле СД увеличивается

концентрация точечных дефектов, а значит, улучшаются условия туннелирования основных носителей от дефекта к дефекту через гетероструктуру.

Исследование картин туннельной электролюминесценции

На рис. 3 представлены картины туннельной электролюминесценции СД в зависимости от времени испытания.

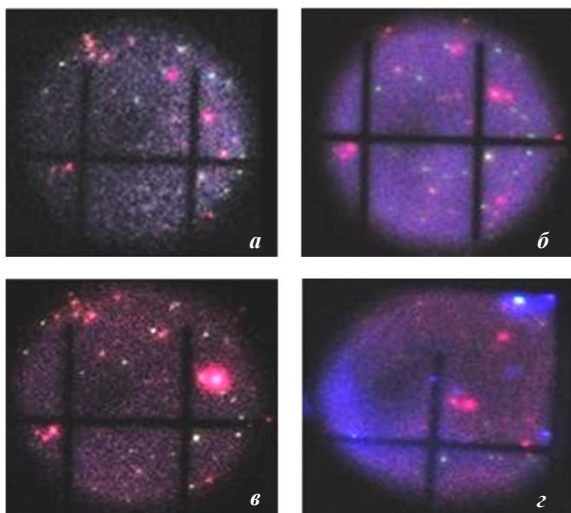


Рис. 3. Картины туннельной электролюминесценции СД в зависимости от времени испытания образца: *a* – 0 ч; *b* – 480 ч; *v* – 960 ч; *z* – 1280 ч

Как видно из рис. 3, туннельная ЭЛ имеет мало заметную сплошную и более яркую точечную структуру. Поскольку максимум спектра сплошной составляющей зависит от приложенного напряжения, то эта составляющая является туннельной ЭЛ в чистом виде. Что касается точечной составляющей свечения, то цвет и площадь точечной компоненты от напряжения не меняются. Точечная составляющая туннельной ЭЛ отражает планарное распределение квантовых ям, которые обусловлены флуктуациями стехиометрического состава пленки, а цвет излучения связан с рекомбинационными процессами в квантовых ямах с различной глубиной, а значит, с флуктуациями концентрации индия [5].

В самом начале преобладают пятна красного цвета, что свидетельствует о большой концентрации индия в этих местах. Размер пятен от времени испытания возрастает, наблюдается появление новых пятен и исчезновение ранее существовавших. В красных пятнах должна наблюдаться большая электропроводность, чем в других областях слоя, так как там повышенная концентрация индия [5]. После испытаний площадь наиболее активного красного пятна увеличилась примерно в 8 раз.

Если сравнить изменения активного сопротивления образца СД после такого же времени испытаний, то можно увидеть, что динамика увеличения площади соответствует изменению сопротивления СД. Можно предположить, что «мостики» омического сопротивления возникают в местах формирования шнуров повышенной электропроводности [6].

Как видно из рис. 3, *z*, на картине туннельной электролюминесценции появляются синие пятна.

Одно из синих пятен появилось в ореоле бывшего большого красного пятна (рис. 3, *в*).

На рис. 4 приведена картина туннельной электролюминесценции СД после термостресса – испытания, при котором температура кристалла составила 139,5 °С, что больше предельной рабочей температуры [7].

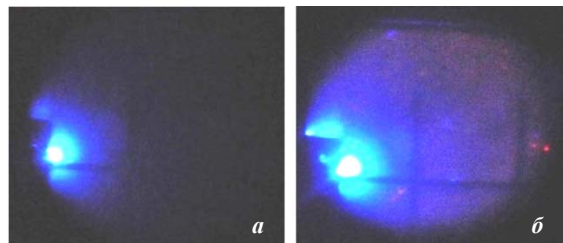


Рис. 4. Картины туннельной электролюминесценции СИД в зависимости от приложенного напряжения после частичного «пробоя» гетероструктуры: *a* – 1,3 В; *б* – 2,0 В

После таких испытаний туннельная ЭЛ возникла в виде синего пятна при гораздо более низком напряжении, начиная от 0,7 В (см. рис. 4). При повышении напряжения до 1,3 В площадь и яркость свечения увеличиваются. Становится видно, что оно возникает вблизи электродов.

На рис. 5 изображена картина туннельной электролюминесценции СИД после термостресса гетероструктуры.

При повышении напряжения до 2 В свечение возникает и в отдалении от электродов.

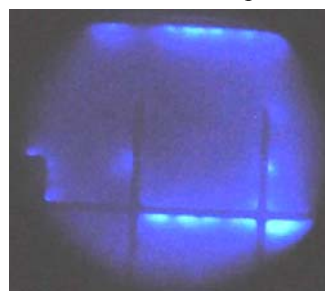


Рис. 5. Картина туннельной электролюминесценции СИД после термостресса гетероструктуры

Обсуждение результатов. Выводы

Приведенные результаты свидетельствуют о том, что в процессе испытаний (под действием прямого тока большой плотности) в СД генерируются точечные дефекты, особенно в местах формирования шнуров повышенной электропроводности [6].

Дальнейшее развитие процесса деградации может быть связано с диффузией металла из электрода в «шнур», что придает ему омическую электропроводность, при этом часть «шнура» будет являться продолжением электрода.

При развитии этих процессов часть электропроводящего «шнура» с омической электропроводностью «прокальвает» часть гетероструктуры, повышается напряженность поля в оставшихся квантовых ямах и увеличивается вероятность туннелирования в них (в режиме туннельной ЭЛ). При этом туннельная электролюминесценция синего цвета

наблюдается при напряжениях менее 2,1 В (даже при напряжении 0,7 В).

Появление синих пятен, по-видимому, связано с уменьшением концентрации индия в «шнуре» в процессе испытаний. Уменьшение концентрации индия связано с повышением температуры в «шнуре» во время испытаний и усиления процесса термодиффузии.

Через участок частичного прокола гетероструктуры протекает ток большой плотности, создающий в режиме туннельной ЭЛ «закоротку» для остальной части слоя.

В случае появления «закоротки» светящееся пятно исчезает и на его месте возникает область потемнения (см. рис. 3).

Процесс деградации протекает более интенсивно под электродами, чем на периферии (в отдалении от электродов), вследствие процесса «растекания» тока. Результаты, приведенные на рис. 5, подтверждают этот вывод.

Несмотря на то, что под электродами образовались токопроводящие «мостики», это еще не значит, что образец вышел из строя. Следует иметь в виду, что эти токи на данный момент еще очень малы (не превышают 10 мкА) и могут не оказывать большого влияния на светоотдачу СД при номинальном режиме использования, поскольку яркость свечения после 1280 ч, включая стадию термостресса, практически не изменилась.

Таким образом, изменения электрооптических характеристик СИД, прошедшие за 1280 ч испытаний, являются лишь начальной стадией деградации, которая еще не приводит к значительному уменьшению яркости [8] (так как яркость еще не упала на 50%).

В связи с этим данный метод можно применять для ранней диагностики будущих катастрофических изменений, которые приведут к потере яркости.

Литература

1. Слепцов К.К. Исследование картин туннельной электролюминесценции / К.К. Слепцов, С.Л. Аржаков, Н.К. Афанасьев, А.А. Томашевич // Матер. междунар.

науч.-техн. конф. студентов, аспирантов, молодых ученых, посвященной 55-летию ТУСУРа. – 2017. – Ч. 2. – С. 34–35.

2. Ковалев А.Н. Изменения люминесцентных электрических свойств светодиодов из гетероструктур InGaN/AlGaIn/GaN при длительной работе / А.Н. Ковалев Ф.И. Маняхин, В.Е. Кудряшов и др. // Физика и техника полупроводников. – 1999. – Т. 33, вып. 2. – С. 224–232.

3. Бочкарева Н.И. Неоднородность инжекции носителей заряда и деградация синих светодиодов / Н.И. Бочкарева, А.А. Ефремов, Ю.Т. Ребане и др. // Физика и техника полупроводников. – 2006. – Т. 40, вып. 1. – С. 122–127.

4. Cao X.A. Defect generation in InGaN/GaN light-emitting diodes under forward and reverse electrical stresses / X.A. Cao, P.M. Sandvik, S.F. LeBoeuf, S.D. Arthur // Microelectronics Reliability. – 2003. – P. 1987–1991.

5. Рабинович О.И. Моделирование InGaN светодиодов / О.И. Рабинович, В.П. Сушков. – М.: МИСиС, 2007. – С. 810–818.

6. Еханин С.Г. Оценка локального перегрева в гетероструктуре светоизлучающего диода на основе GaN/С.Г. Еханин, М.Н. Романовский, А.А. Томашевич // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2 (26), ч. 1. – С. 57–60.

7. Туркин А.Н. Гетероструктуры GaN от Plessey Semiconductors / А.Н. Туркин // Полупроводниковая светотехника. – 2016. – № 2. – С. 42–46.

8. Полищук А.Г. Деградация полупроводниковых светодиодов на основе нитрида галлия и его твердых растворов / А.Г. Полищук, А.Н. Туркин // Компоненты и технологии. – 2008. – № 2. – С. 25–28.

Еханин Сергей Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. конструирования узлов и деталей РЭС КУДР ТУСУРа
Эл. почта: exan@ultranet.tomsk.ru

Томашевич Александр Александрович

Аспирант каф. конструирования узлов и деталей РЭС КУДР ТУСУРа
Эл. почта: tom.alex@mail.ru

Афанасьев Никита Константинович

Студент каф. конструирования узлов и деталей РЭС КУДР ТУСУРа
Эл. почта: stinger_777@sibmail.com

УДК 621.372

Н.Д. Малютин, А.В. Андреев, Г.А. Малютин, Р.М. Шарабудинов

Трансформатор импедансов на расщепленных полосковых линиях

Исследован понижающий трехступенчатый трансформатор импедансов на основе каскадно включенных отрезков полосковых линий. Вторая и третья ступени выполнены в виде расщепленной полосковой линии для выравнивания распределения плотности токов по поперечному сечению полосок. Проведено моделирование трансформатора без учета электромагнитной связи частей отрезков расщепленных полосковых линий и с учетом электромагнитной связи между полосками. Использование расщепленных полосковых линий в конструкции трансформатора импедансов позволяет обеспечить низкий уровень потерь на выходе и одновременно решить две проблемы: согласовать нагрузку с разностью сопротивлений 15:1 и сохранить преимущества планарной технологии для производства полосковых устройств.

Ключевые слова: СВЧ-элементная база, трансформаторы импеданса, расщепленные полосковые линии, связанные линии.

Исследование и проектирование трансформаторов импедансов (ТИ) имеют большое значение для построения транзисторных усилителей [1–3], согласования антенн и других СВЧ-устройств.

Классическим решением является использование четвертьволновых отрезков линий передачи с волновым сопротивлением $Z_T = \sqrt{Z_{L1}Z_{L2}}$, где Z_{L1} и Z_{L2} – согласуемые импедансы. Применение отрезков линий передачи с электрической длиной отрезка меньше 45° для проектирования ТИ с помощью графического метода изучения свойств трансформаторов представлено в работе [4]. Такие ТИ перспективны для применения в интегральных микросхемах.

Расширение полосы рабочих частот ТИ достигается применением отрезков связанных линий и шлейфов [5]. В работе [5] получен коэффициент трансформации 1:2,8 в полосе частот $\Delta f = 71\%$ и с возвратными потерями –25 дБ.

Авторы работы [6] рассмотрели трансформаторы импеданса на связанных линиях для согласования комплексных нагрузок в узком и широком диапазонах частот. Показано, что использование нагрузок в диагональных плечах связанных линий позволяет достичь 100% полосы частот при возвратных потерях –20 дБ.

В работе [7] описаны новые двухдиапазонные трансформаторы импеданса, предназначенные для обеспечения максимального усиления маломощных усилителей, согласования антенн и других устройств.

Проектирование перестраиваемых ТИ [8] на основе эквивалентной цепи колебательного контура позволяет сократить размеры устройства и применить трансформатор в интегральных микросхемах.

Разновидность ступенчатых трансформаторов, выполненных на основе отрезков линий и секций связанных линий в виде С-секции, исследована в работе [9].

Как правило, трансформаторы импедансов предназначены для согласования входного и выходного импедансов Z_{L1} и Z_{L2} при типичном соотношении модулей импедансов 1:3 или 3:1.

Цель данной работы – исследование трансформатора повышенной мощности с отношением Z_{L1}/Z_{L2} до 25:1 в полосе частот 30% при ограничении возвратных потерь –20 дБ. Поставленная задача решается применением трех секций полосковых линий с понижающимися волновыми сопротивлениями, причем второй и третий отрезки – расщепленные полосковые линии с синфазным возбуждением.

Конструкция и схема устройства

Топология полосковой структуры ТИ показана на рис. 1.

ТИ состоит из трех секций: первая секция – это отрезок полосковой линии с поперечным размером w_1 и длиной l_1 ; вторая и третья секции образованы отрезками полосковых линий шириной w_2 и w_3 , рас-

щепленных на две части зазором S длиной $l_4 < (l_2 + l_3)$. Введение зазора позволяет уменьшить неравномерность плотности токов в полосках w_2 и w_3 , так как в широких проводниках плотность тока увеличивается к их краям. Это особенно важно для рассматриваемой конструкции с понижением волнового сопротивления второй и третьей секций и, следовательно, возрастанием тока СВЧ в этих секциях. Расщепленные полосковые линии исследовались в работах [12, 13] применительно к созданию частотно-селективных устройств с повышенной добротностью, а также применялись при разработке дискретных фазовращателей повышенной мощности [14].

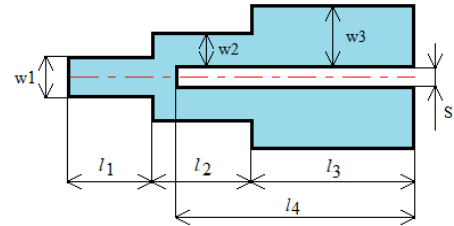


Рис. 1. Топология полосковых проводников трансформатора импедансов

Упрощенная эквивалентная схема ТИ показана на рис. 2. Схема представляет ступенчатый трансформатор, образованный полосковой линией w_1 (первая ступень) и отрезками кусочно-неоднородной расщепленной полосковой линии w_2 и w_3 (вторая и третья ступени). Наличие расщепляющего зазора S приводит к образованию между первой и второй ступенью разветвителя (сплиттера), делящего ток в отрезках w_2 и w_3 на равные части. В рассматриваемой конструкции и схеме волновые сопротивления ступеней понижаются, поэтому трансформатор согласует сопротивление $Z_T = 50$ Ом с низким выходным сопротивлением. При этом выходы расщепленной полосковой линии w_3 могут быть нагружены на разные сопротивления Z_{H1} , Z_{H2} . Выходы ТИ можно объединить в том случае, если ТИ используется в качестве согласующей цепи 50-омного входа и транзистора с низким входным сопротивлением в схеме усилителя [10, 11].

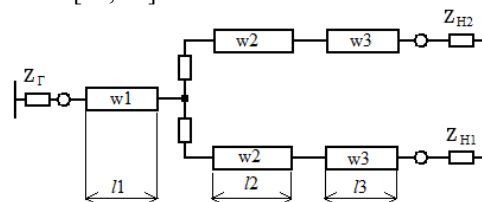


Рис. 2. Упрощенная схема трансформатора импеданса

Анализ трансформатора импедансов проведем, следуя методу декомпозиции. Схема делится на три каскадно включенных многополюсника, как это показано на рис. 3.

Наибольшая размерность многополюсников определяется наличием сопротивлений R_3 , R_4 , R_7 , R_8 , а также второй и третьей ступенями ТИ – это двенадцати-полюсники. Высокоомный вход трансформатора импеданса нагружен на сопротивление Z_2 . Нагрузки Z_1 и Z_3 введены искусственно, чтобы вся схе-

ма была однородной и представляла каскадное соединение 12-полосников. Поэтому будем считать, что $Z_1, Z_3 \rightarrow \infty$, а в расчетах брать их порядка 10^6 . Аналогично этому сопротивления $R_1, R_2 \rightarrow \infty$, а при расчетах берутся того же порядка 10^6 .

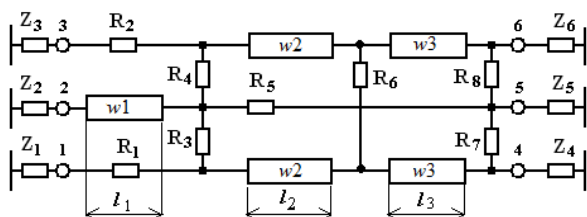


Рис. 3. Эквивалентная схема трехкаскадного трансформатора импедансов

Сопротивления R_3, R_4 имитируют разветвитель 1:2, в идеальной модели $R_3, R_4 \rightarrow 0$, а с учетом конечной проводимости металла полосковых проводников имеют величину $R_{3,4} \approx 10^{-2} - 10^{-3}$ Ом. Сопротивление R_5 позволяет учесть связь между разветвителем и выходами ТИ, его величина порядка 10^6 . R_6 – сопротивление, введенное для поглощения несинфазной составляющей волн, которые могут появляться при разных коэффициентах отражения от выходов расщепленной полосковой линии, нагруженных на Z_4, Z_6 при $R_7, R_8 \rightarrow \infty$, т.е. при раздельном использовании выходов ТИ. В этом случае нагрузка $Z_5 \rightarrow \infty$. В данном случае ТИ используется как шестиполосник с одним входом и двумя выходами. Если же выходы ТИ объединяются, тогда $R_7, R_8 \rightarrow 0$, выходной нагрузкой служит Z_5 , а $Z_{4,6} \rightarrow \infty$, что означает использование ТИ в режиме четырехполосника.

Анализ устройства

Проводилось моделирование трансформатора импедансов для двух вариантов: без учета электромагнитной связи между полосками w_2 и w_3 и с учетом связи. Схема делителя по первому варианту показана на рис. 4, она соответствует эквивалентной схеме рис. 3. Размеры полосок и нагрузка брались согласно табл. 1.

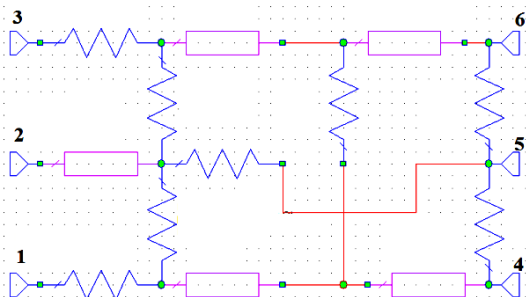


Рис. 4. Схема на основе несвязанных полосковых линий

В первом варианте применялись полосковые линии, как показано на рис. 4. В реальной конструкции устранить электромагнитную связь можно путем установки экрана между полосками. Этот вариант рассматривался как модельный для сравнения

параметров трансформатора при отсутствии связи и при ее наличии.

Таблица 1

Параметры полосковых линий ТИ, моделирование без учета электромагнитной связи между проводниками

Обозначение	Параметр, мм
l_1	32,1
w_1	2
l_2	29,5
w_2	4,4
l_3	12
w_3	8,8

Результат расчета частотных зависимостей возвратных потерь и коэффициента передачи ТИ с данными по табл. 1 показаны на рис. 5.

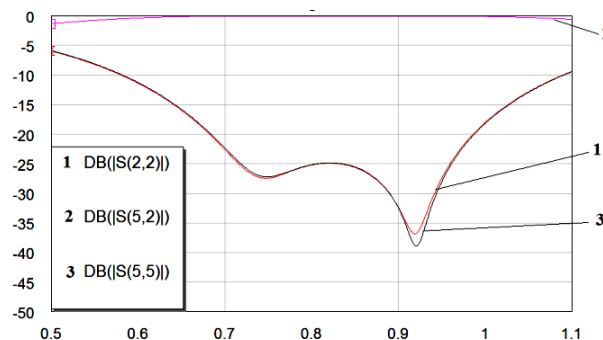


Рис. 5. Частотные характеристики трансформатора импедансов с параметрами по табл. 1. Нагрузка $Z_5 = 3,2$ Ом

Схема трансформатора импедансов, в которой учитывалась электромагнитная связь между полосками w_2 и w_3 , показана на рис. 6, а параметры топологии сведены в табл. 2.

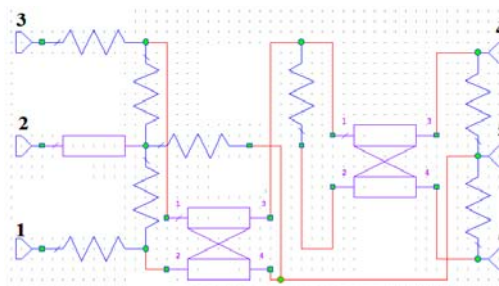


Рис. 6. Схема ТИ на расщепленных полосковых линиях с учетом электромагнитной связи между полосками w_2 и w_3

Таблица 2

Параметры полосковых линий при моделировании с учетом электромагнитной связи между проводниками

Параметр	мм
l_1	32,1
w_1	2,2
l_2	29,5
w_2	5,4
l_3	12
w_3	7,25
S	1,0

Частотные характеристики трансформатора импедансов с параметрами по табл. 2 показаны на рис. 7.

В табл. 3 приведены вторичные параметры полосковых линий, использовавшиеся в расчете час-

тотных характеристик: волновые сопротивления полосковых линий и эффективные диэлектрические проницаемости.

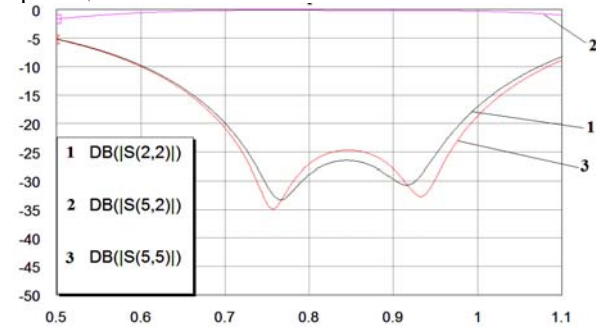


Рис. 7. Частотные характеристики ТИ с учетом электромагнитной связи между полосками w_2 и w_3 .

Нагрузка $Z_5 = 3,1 \text{ Ом}$

Таблица 3

Волновые сопротивления полосковых линий

Волновые сопротивления	Значение, Ом	Эффективная диэл. проницаемость	Значение
Без учета электромагнитной связи			
Z_1	24,07	$\epsilon_{эфф1}$	7,59
Z_2	13,2	$\epsilon_{эфф2}$	8,38
Z_3	7,38	$\epsilon_{эфф3}$	9,01
С учетом электромагнитной связи			
Z_1	22,5	$\epsilon_{эфф1}$	7,68
Z_{oe1}	11,14	$\epsilon_{эффoe1}$	9,12
Z_{oe2}	8,66	$\epsilon_{эффoe2}$	8,08
Z_{oo1}	10,34	$\epsilon_{эффoo1}$	9,32
Z_{oo2}	8,10	$\epsilon_{эффoe2}$	8,39

Сравнение рис. 5 и 7 показывает сопоставимость параметров трансформаторов импеданса на основе несвязанных и связанных линий передачи: возвратные потери не хуже -20 дБ в полосе частот от 0,7 до 0,95 ГГц при согласовании 50 Ом тракта и нагрузке 3,2 Ом.

Реализация ТИ, в котором линии передачи не имеют электромагнитной связи, затруднительна, так как требуется их экранирование.

Заключение

Использование расщепленных полосковых линий в конструкции трансформатора импедансов позволяет обеспечить низкий уровень возвратных потерь и решить одновременно две задачи: согласовать нагрузки с перепадом сопротивлений 15:1 и сохранить преимущества планарной технологии изготовления полосковых устройств.

Данная работа финансово поддержана Министерством науки и высшего образования России в рамках ФЦП, соглашение № 14.577.21.0279, идентификатор RFMEFI57717X0279.

Литература

1. Matthaei G., Young L., Jones E.M.T. Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures. – Norwood, MA: Artech House, 1988.
2. Gonzalez G. Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design. – 2nd ed. – Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1997.
3. Бабак Л.И., Калентьев А.А., Добуш И.М. Автоматизированный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма и использования идеаль-

ных трансформаторов импеданса // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 3 (37). – С. 67–84.

4. Itthinat Jongsuebchoke and Danai Torrungrueng, Prayoot Akkaraekthalin. A Graphical Study of Quarter-Wave-Like Transformers Implemented Using Conjugately Characteristic-Impedance Transmission Lines // 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2016. – P. 1–5. DOI: 10.1109/ECTICon.2016.7561338.

5. Jen-Tsai Kuo, Yu-Hsien Chang, Shyh-Jong Chung. Broadband Microstrip Impedance Transformer // IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS), 2016. – P. 1–3. DOI: 10.1109/IWS.2016.7585399.

6. Thomas Jensen, Vitaliy Zhurbenko, Viktor Krozer, and Peter Meincke. Coupled Transmission Lines as Impedance Transformer // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2007. – Vol. 55, No. 12. – P. 2957–2965. DOI: 10.1109/TMTT.2007.909617.

7. Rusan Kumar Barik, Pradyumna Kumar Bishoyi, and S S Karthikeyan. Design of a Novel Dual-band Impedance Transformer CONECCT. – 2015. – P. 1–4. DOI: 10.1109/CONECCT.2015.7383868.

8. Grad A., Perrier A.-L., Bourtoutian R., Duchamp J.M., Ferrari P. Design of an ultra compact electronically tunable microwave impedance transformer // Electronics Letters. – 9th June 2005. – Vol. 41, No. 12. – P. 707–709. DOI: 10.1049/el:20050689.

9. Siyue Zhou et al. Dual-band Impedance Transformer Using Coupled Line for Arbitrary Complex Loads. 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – 2015. – Vol. 2. – P. 1–3. DOI: 10.1109/APMC.2015.7413134.

10. Кищинский А. Широкополосные транзисторные усилители мощности СВЧ-диапазона – смена поколений // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2010. – № 2. – С. 60–67.

11. Борисов О.В., Зубков А.М., Иванов К.А. и др. Широкополосный 70-ваттный GaN-усилитель мощности X-диапазона // Электронная техника. – Сер. 2: Полупроводниковые приборы. – 2014. – Вып. 2 (233). – С. 4–9.

12. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Бальва Я.Ф. и др. Новая конструкция миниатюрного микрополоскового резонатора на основе встречно-штыревой структуры // Письма в ЖТФ. – 2014. – №22, Т. 40. – С. 52–60.

13. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Бальва Я.Ф. и др. Новая конструкция миниатюрного фильтра на микрополосковых резонаторах со встречно-штыревой структурой проводников // Письма в ЖТФ. – 2015. – №10. – С. 89–96.

14. Malutin N.D., Loschilov A.G., Bolshanin I.G., Malutina A.N. Phase shifters based on split strip lines // CriMiCo-2012. 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Sevastopol, Crimea; Ukraine; 10–14 September 2012. Conference Proceedings. – P. 516–517.

Малютин Николай Дмитриевич

Гл. науч. сотр. НИИ систем электрической связи, профессор каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: ndm@main.tusur.ru

Андреев Андрей Вадимович

Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: andreuev801@gmail.com

Малютин Георгий Александрович

Студент каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: mr.mageorge@yandex.ru

Шарабудинов Рахматулло Махмудович

Магистрант каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: Sharabudinov0606@gmail.com

УДК 530.145

С.А. Артищев, С.Г. Еханин, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов

Дистанционное влияние квантовых связей между запутанными электронами на электропроводность кристалла NaCl

Эксперименты, описываемые в этой статье, были выполнены с пространственно разделенными квантово запутанными щелочно-галлоидными кристаллами. Чипы из искусственно выращенного кристалла нелегированного хлорида натрия были облучены гамма-излучением на медицинской кобальтовой пушке одновременно и совместно (в одном месте) с целью создания запутанных квантовых ловушек (центров окрашивания) в смежных чипах. Производилось фотостимулированное обесцвечивание master-образца, удаленного на 5 м от slave-образца (запутанного с первым), у которого измерялась электропроводность. Были получены экспериментальные результаты на slave-образце, коррелированные с процессом обесцвечивания master-образца.

Ключевые слова: квантовое запутывание, переключение запутанного состояния, центры окраски, наведенная электропроводность, фотостимулированное обесцвечивание, квантовые телекоммуникации.

В последние годы некоторые экспериментаторы показали, что запутанные фотоны, генерируемые нелинейными кристаллами, могли оставаться запутанными на расстоянии до 10 км [1]. Мгновенное разрушение запутанного состояния, обусловленное измерением поляризации одного из фотонов, приводило к немедленной фиксации поляризации другого фотона в соответствии с теоретическими представлениями квантовой механики. Были также осуществлены эксперименты по телепортации, в которых один фотон мог быть воспроизведен при транспортировке с помощью пары запутанных фотонов [2].

Проявить эффект квантовой запутанности в твердотельных системах – довольно сложный процесс. Однако появились идеи, как получить когерентные состояния в кристаллических структурах.

Эксперименты, описываемые в статье [3], были выполнены с пространственно разделенными запутанными TLD-кристаллами (кристаллами для термолюминесцентной дозиметрии), находящимися в Батон-Руж, Луизиана (США) и Живарлэ (Франция). Были получены коррелированные сигналы термолюминесценции при нарастании, а затем убывании (вследствие отключения подогревающего устройства в Батон-Руж) температуры. Таким образом, было показано, что квантовые связи могут реализовываться при расстояниях между кристаллами до 8182 км.

Запутанные состояния TLD-кристаллов в работе [3] были получены по методу переключения запутывания (entanglement swapping) [4]. В этом методе **переключение запутывания** реализовывалось в передаче запутывания от одной совокупности частиц к другой. Теоретически это явление было изучено [5] и продемонстрировано экспериментально авторами [4]. Были выполнены эксперименты с гамма-излучением, испускаемым кобальтом-60, и с тормозным гамма-излучением на линейном ускорителе. Эти эксперименты показали, что такие гамма-частицы являются запутанными, кроме того, они могут переключать свое запутывание на ионные и электронные структуры. Например, в работе [3] разные образцы из легированного фторида лития были облучены тормозным излучением одновременно и совместно (в одном месте) с целью создания запутанных ловушек в смежных TLD-чипах на медицинском ускорителе.

таных ловушек в смежных TLD-чипах на медицинском ускорителе.

Учитывая значимость этих результатов, авторы [3] призывают других серьезных исследователей повторить эти эксперименты.

Настоящая работа является продолжением этих исследований с использованием электронных ловушек [6] в кристалле NaCl (одном из представителей щелочно-галлоидных кристаллов) при реализации переключения запутывания в гамма-лучах.

Методика экспериментов по дистанционно стимулированной электропроводности

Образцы размерами 30×20×5 выкалывались из одного монокристаллического слитка с малодефектной кристаллической структурой, выращенного из особо чистого материала в НИИ кристаллографии г. Харькова.

Перед экспериментами master- и slave-образцы подвергались экспонированию под гамма-излучением кобальтовой пушки в лаборатории НИИПП г. Томска. Суммарная доза, полученная каждым образцом, равна 10^5 рад.

Известно, что под воздействием гамма-излучения в кристалле NaCl возникают радиационные дефекты, представляющие собой нарушения в ионной и электронной подсистемах кристаллической решетки [7], в результате чего в кристалле возникают электронные центры окраски. Эти центры дают кристаллу коричневую окраску. Наибольшей концентрации достигают так называемые F-центры, представляющие собой электроны, локализованные вблизи анионной вакансии [7].

Поскольку при гамма-облучении образцов кристалла возникают запутанные электроны [4, 5], то следует ожидать, что их запутанность сохранится и при захвате на электронные ловушки, т.е. некоторая часть F-центров будет представлять собой захваченные запутанные электроны.

Таким образом, если каким-либо способом в одном из образцов (master) ионизовать F-центры (термообесцвечивание, фотообесцвечивание и др.), то в другом образце (slave) они должны тоже разрушаться (если F-центры в том и другом образце содержат запутанные электроны). При этом должна

появляться дополнительная дистанционно наведенная электропроводность.

Образцы были доставлены из НИИПП в светонепроницаемой коробке накануне и хранились в ней до начала экспериментов при комнатной температуре.

В качестве slave-образца использовался один из образцов, который доставался из темной коробки и сразу помещался в измерительную камеру терраомметра, которая представляет собой металлическую коробку, экранирующую образец не только от внешних электромагнитных излучений (наводок), но и от света. Оставшийся в светонепроницаемой коробке образец становился master-образцом и оставался в коробке.

Для того чтобы выяснить степень влияния естественного процесса термообесцвечивания на последующие эксперименты по выявлению квантовой связи между запутанными электронами в ионных ловушках радиационно окрашенных образцов, были проведены измерения электрического сопротивления slave-образца в течение некоторого времени. После этого master-образец доставался из светонепроницаемой коробки и подвергался фотообесцвечиванию, причем для обесцвечивания использовался прямой солнечный свет. При этом измерение электрического сопротивления slave-образца не прерывалось.

Экспериментальные исследования

Экспериментальная лабораторная установка показана на рис. 1. Основной частью установки является терраомметр, с помощью которого измерялось электрическое сопротивление slave-образца.

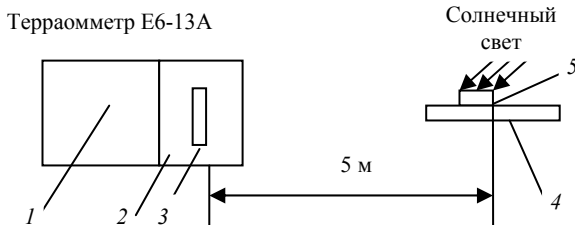


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:

- 1 – измерительный блок терраомметра;
- 2 – экранированная камера; 3 – slave-образец кристалла;
- 4 – подоконник; 5 – master-образец

Вначале чуть более 5 мин проводились измерения зависимости сопротивления slave-образца от времени при нахождении master-образца в темноте, чтобы определить ход естественного абсорбционного тока, связанного с разрушением центров окраски (за счет процесса термообесцвечивания).

Затем master-образец доставался из светонепроницаемой коробки и подвергался воздействию прямых солнечных лучей в течение 5 мин. При этом master-образец находился от slave-образца на расстоянии примерно 5 м. После воздействия солнечных лучей master-образец снова помещался в светонепроницаемую коробку.

Как уже говорилось выше, измерение электрического сопротивления slave-образца не прерыва-

лось. Потом на 27 мин от начала эксперимента master-образец снова доставался из светонепроницаемой коробки и подвергался воздействию прямых солнечных лучей в течение 5 мин.

Далее в течение длительного времени вновь измерялся ход зависимости сопротивления slave-образца от времени при нахождении master-образца в светонепроницаемой коробке.

На сотой минуте вновь master-образец доставался из светонепроницаемой коробки и подвергался воздействию прямых солнечных лучей в течение 15 мин, после чего снова помещался в светонепроницаемую коробку.

На рис. 2 представлены результаты данных измерений.

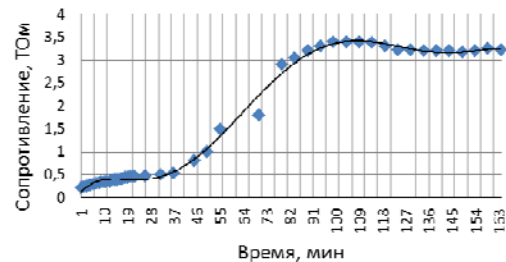


Рис. 2. Зависимость сопротивления slave-образца от времени

Как видно из рис. 2, зависимость имеет сложный вид: несколько участков нарастания и насыщения. Однако сопоставить участки насыщения зависимости сопротивления с воздействием на master-образец солнечного света затруднительно. Следует, чтобы определить природу протекающих в кристалле процессов, зависимость сопротивления slave-образца от времени, представленную на рис. 2, переписать в токи, протекающие через образец. При этом нужно иметь в виду, что в терраомметре Е6-13А в качестве источника эталонного напряжения используется внутренний источник с напряжением 100 В.

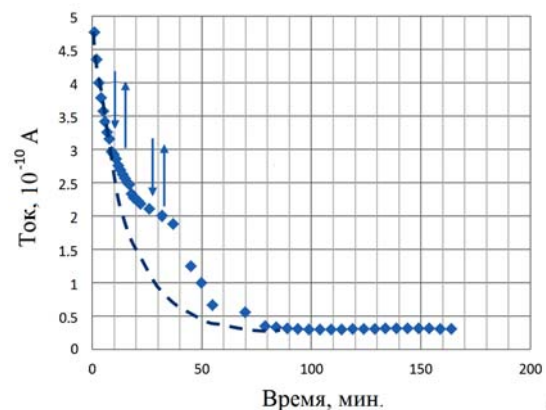


Рис. 3. Зависимость тока, протекающего через slave-образец, от времени

На рис. 3 представлена зависимость тока (пересчитанного из зависимости рис. 2), протекающего через slave-образец, от времени. Стрелками показаны моменты начала и окончания воздействия солнечного света на master-образец. Пунктиром пред-

ставлена ожидаемая зависимость абсорбционного тока.

Как видно из рис. 3, воздействие солнечного света на master-образец приводит к существенному отличию зависимости тока, протекающего через slave-образец, от ожидаемой (классической) формы спада абсорбционного тока.

Причем каждое воздействие солнечного света на master-образец приводит к замедлению хода спада абсорбционного тока на slave-образце.

Из рис. 3 видно, что зависимость спада тока slave-образца после первого пятиминутного воздействия прямого солнечного света на master-образец, удаленный от спектрофотометра на 5 м, заметно изменилась: ход спада абсорбционного тока замедлился относительно ожидаемого. Причем это замедление продолжалось даже после того, как master-образец был помещен в светонепроницаемую коробку.

Повторное воздействие солнечного света на master-образец привело к еще большему отклонению реальной зависимости от ожидаемой, и даже наметился участок некоторого насыщения тока абсорбции. Но потом, через некоторое время (порядка 10 мин) скорость спада почти сравнялась с ожидаемой.

Было еще одно воздействие солнечного света на master-образец, но оно пришлось на участок зависимости, близкий к насыщению, и на зависимости (рис. 2) не заметно.

Однако это (третье воздействие) солнечного света хорошо заметно на зависимости изменения сопротивления (не тока) slave-образца от времени, представленной на рис. 4.

На рис. 4 отсчет времени показан начиная с 80-й минуты эксперимента.

Как видно из рис. 4, воздействие солнечного света на master-образец сразу привело к резкому замедлению роста зависимости сопротивления slave-образца от времени.

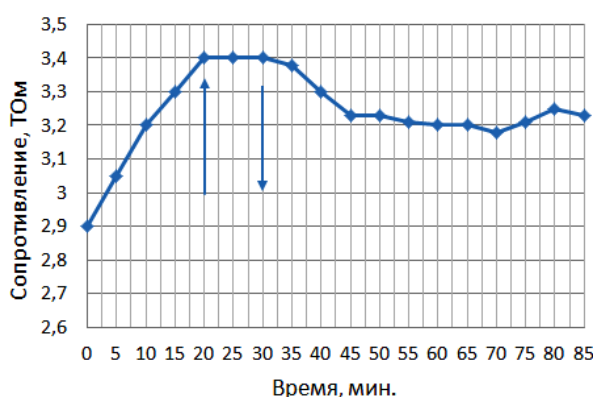


Рис. 4. Зависимость сопротивления slave-образца от времени при третьем воздействии солнечного света на master-образец

Однако следует отметить, что даже длительная выдержка slave-образца под напряжением 100 В терраомметра не привела к возобновлению роста сопротивления. Это связано, по-видимому, с наступлением насыщения абсорбционного тока и протека-

нием уже сквозного тока, обусловленного собственными носителями кристалла NaCl.

Обсуждение результатов

Как показали экспериментальные измерения, воздействие солнечного света на master-образец, удаленный на расстояние более 5 м, приводит к дистанционному влиянию на свойства slave-образца.

Чтобы понять, что происходит со slave-образцом, надо узнать, какие процессы проходят в master-образце под действием гамма-излучения и солнечного света.

После облучения образцов гамма-излучением кобальтовой пушки образцы приобрели коричневую окраску. Это значит, что в образцах под воздействием гамма-излучения возникла большая концентрация ионных ловушек, захвативших электроны и дырки, возникшие под действием ионизирующего излучения. Так образовались центры окраски, они же ионные ловушки, захватившие электроны, среди которых есть некоторая часть запутанных с электронами всех образцов, подвергшихся гамма-облучению.

При воздействии солнечного света на master-образец происходит фото- и термоионизация центров окраски (F-центров). Освободившиеся электроны вносят вклад в собственную электропроводность кристалла NaCl, вызывая некоторое уменьшение сопротивления master-образца.

Такие явления, проходящие в master-образце, благодаря квантовой запутанности некоторых электронов, имеющих в master- и slave-образцах, вызывают схожие процессы и в slave-образце. Эти процессы и вызывают изменения электропроводности в slave-образце каждый раз, когда на master-образец оказывает влияние солнечное излучение.

Заключение

Таким образом, можно считать доказанным, как и в работе [3], наличие существования квантовых связей между запутанными электронами, захваченными ионными ловушками пространственно разнесенных образцов кристалла NaCl.

Инерционность изменения электропроводности, наблюдаемая в экспериментах, связана, по-видимому, с инерционностью процессов протекающих при освобождении электронов из ионных ловушек в master-образце. Как известно [7], ионы в кристалле NaCl двигаются по кристаллу, совершая один скачок расстоянием в одну постоянную кристаллической решетки в секунду, а свободные электроны имеют очень малую подвижность, примерно равную $1 \text{ В}\cdot\text{с}/\text{см}^2$.

Благодарности

Авторы выражают глубокую признательность сотруднику АО «НИИПП» В.В. Сидневу за изготовление радиационно-окрашенных образцов кристалла NaCl.

Литература

1. Townsend P.D., Rarity J.G., Tapster P.R. Single-Photon Interference in 10 km Long Optical-Fiber // Electronics Letters. – 1993. – Vol. 29. – 634 p.

2. Bennett C.H. Teleporting an Unknown Quantum State via Dual Classical and EPR Channels // Phys. Rev. Lett. – 1993. – Vol. 70. – P. 1895–1899.

3. Desbrandes R., Van Gent D.L. Intercontinental quantum liaisons between entangled electrons in ion traps of thermoluminescent crystals. Arxiv: quant-ph/0611109, November 10, 2006.

4. De Riedmatten H. Long-distance entanglement swapping with photons from separated sources // Phys. Rev. – 2005. – Vol. A71. – P. 050302.

5. Bouda J., Buzek V. Entanglement swapping between multi-qubit system // J. Phys. A: Math. Gen. – 2001. – No. 34. – P. 4301–4311.

6. Фок М.В. Введение в кинетику люминесценции кристаллофосфоров. – М.: Наука, 1964. – 284 с.

7. Воробьев А.А. Ионные и электронные свойства щелочно-галогидных кристаллов. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1967. – 306 с.

Артишев Сергей Александрович

Канд. техн. наук, доцент каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: 824tusur@mail.ru

Еханин Сергей Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: gemma@main.tusur.ru

Орлова Юлия Эдуардовна

Студентка гр. 235-2, каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: yulya_orlova_1997@list.ru

Попов Денис Юрьевич

Студент гр. 235-2 каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: den-popov@sibmail.com

УДК 006.91:621.317.7

И.А. Ершов

Разработка программно-аппаратного комплекса для дистанционной калибровки

Представлена разработанная в среде LabVIEW программа для расчёта неопределённости измерений при использовании программно-аппаратного комплекса дистанционной калибровки на базе PXI. Проведен анализ используемого на практике метода расчёта неопределённости и соответствующей нормативной документации. На основании представленной информации сделан вывод о том, что стремление упростить расчёты зачастую приводят к упущению отличий между погрешностью и неопределённостью, что является грубой ошибкой. Основным преимуществом неопределённости является возможность обоснованно приписать её к измеряемой величине, а не к конкретному результату измерений. Именно поэтому при расчётах нельзя забывать о различии этих понятий.

Ключевые слова: неопределённость, погрешность, калибровка, измерение, программно-аппаратный комплекс.

Неопределённость измерений начала широко использоваться при калибровке средств измерений. На текущий момент требования к содержанию методик калибровки включают в себя процедуру оценки неопределённости либо указание о ней [1]. Связано это в первую очередь с несовершенством понятия погрешности измерений. С одной стороны, оно связано с неизвестным истинным значением, что приводит к возможности использования данного значения только в теоретических исследованиях [2]. С другой стороны – к опорному значению величины, которое приравнивается к действительному. В данном случае погрешность измерения будет относиться только к конкретному измерению с использованием конкретных средств измерений. Именно поэтому было введено понятие «неопределённость измерения», которое может быть приписано измеряемой величине.

Однако при решении практических задач исследователи стремятся упростить вычисления, связанные с неопределённостью. Зачастую это приводит к прямой зависимости полученной неопреде-

лённости от погрешности, что приводит к упущению принципиального различия этих понятий.

Расчёт неопределённости

Существует два типа вычисления стандартной неопределённости: по типу А и по типу В [3]. Если неопределённость типа А связана со статистическим анализом наблюдений, то неопределённость типа В – с использованием априорной информации о проводимом измерении, взятой из различных источников. Таким образом, неопределённость включает в себя весь спектр значимо влияющих на процесс измерения параметров.

Ярким примером расчёта неопределённости на практике является статья [4], где автор предлагает использование формулы (1) для расчёта неопределённости, отказываясь от неопределённости типа А, а используя только информацию о пределе допускаемой погрешности эталона, что видно из формулы (2). Отказ от остальных составляющих расширенной неопределённости основан на предположении, что калибруемое средство измерений идеально, а вклады, оцененные по типу А, пренебрежимо малы.

$$U = k \cdot u_s, \quad (1)$$

$$u_s \leq \frac{\Delta}{\sqrt{3}}, \quad (2)$$

где Δ – предел допускаемой погрешности эталона; k – коэффициент охвата; u_s – стандартная неопределённость эталона.

Несложно заметить, что в результате данных упрощений расширенная неопределённость зависит только от одной переменной – погрешности эталона. Коэффициент охвата принимается равным 2 в соответствии с предположением о нормальности распределения измеряемой величины и суммарной стандартной неопределённости. Теоретическое обоснование данного упрощения описано в рекомендации [5] и в п. G.6.6 стандарта [3]. Следует также отметить, что формула (2) вытекает из оценки дисперсии равномерного распределения вероятностей, что является оценкой неопределённости по типу В. Равномерное распределение вероятностей – это случай, когда достигается максимальное значение дисперсии. Использование данного предположения обосновано, когда неизвестны сведения о распределении вероятностей погрешности эталона.

Применяя данный подход на практике, неопределённость при калибровке с применением одного эталона будет одинакова, точно так же, как и погрешность. Отсюда можно сделать вывод о том, что нарушается принципиальное отличие неопределённости от погрешности – возможность приписать параметр величине, а не конкретному результату измерений.

Программно-аппаратный комплекс

На текущий момент разработан программно-аппаратный комплекс, позволяющий проводить дистанционную калибровку вольтметров. Выполнена система на базе шасси PXI с использованием контроллера NI PXI-8102 и модульного генератора сигналов произвольной формы NI PXI-5421. Данная система разработана в рамках концепции Internet of measurement (IoM) [6].

Процесс калибровки заключается в подаче эталонного сигнала на калибруемое устройство. При этом управлением генератора занимается сотрудник аккредитованной лаборатории при помощи порта Ethernet, встроенного в контроллер PXI. Сотрудник лаборатории заказчика занимается исключительно

передачей показаний с калибруемого устройства. Достоверность вводимых показаний обеспечивается в первую очередь ответственностью сотрудника. При этом стоит учитывать, что калибровка средств измерений является добровольной процедурой, что гарантирует заинтересованность заказчика в достоверности результатов. Введенные показания отправляются сотруднику аккредитованной лаборатории и записываются в файл во избежание потери данных при возникновении каких-либо ошибок.

Полученный в результате проведения калибровки файл используется для расчёта расширенной неопределённости проведённых измерений. В качестве стандартной неопределённости по типу А выступает среднее квадратическое отклонение (СКО) среднего арифметического. Исходя из национального стандарта [7], можно сделать вывод о том, что многократными измерениями понимаются не менее четырёх измерений. Для расчёта неопределённости типа А использовалась формула (3). Для расчёта неопределённости типа В использовалась формула (2) исходя из предположения о равномерном распределении вероятностей.

$$u_A = \sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 / n \cdot (n-1)}, \quad (3)$$

где n – число измерений; x_i – результат измерения; \bar{x} – среднее арифметическое результатов измерений.

Подпрограмма для расчёта расширенной неопределённости, написанная в среде LabVIEW, представлена на рис. 1–3. Для того чтобы все операции проводились поэтапно, была использована «flat sequence structure».

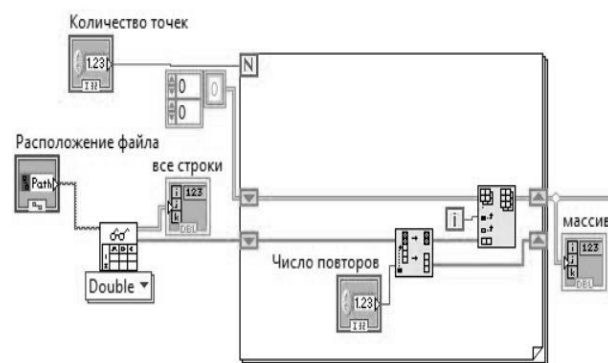


Рис. 1. Первая часть подпрограммы

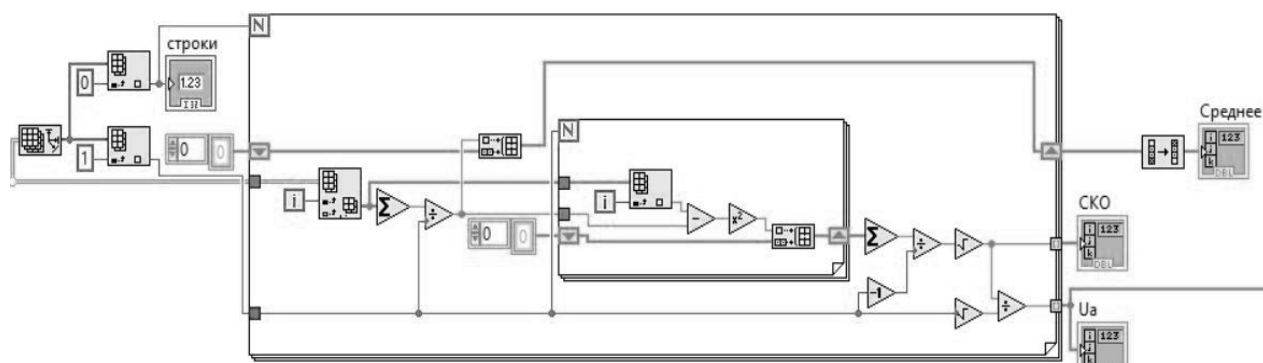


Рис. 2. Вторая часть подпрограммы

В данной части программы производится считывание файла с данными и их перевод в пригодный для дальнейшего использования двумерный массив.

Далее рассчитывается СКО среднего для каждой точки. В результате получаем одномерные массивы со значениями СКО, неопределённости по типу А и среднего арифметического по точкам измерений. В подавляющем большинстве случаев среднее арифметическое используют в качестве результата измерений. Связано это с формулой математического ожидания нормального распределения вероятностей. Именно поэтому в качестве стандартной неопределённости типа А выступает не СКО, а СКО среднего арифметического.

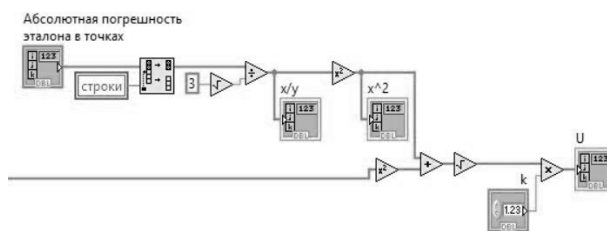


Рис. 3. Третья часть подпрограммы

Финальным этапом подпрограммы является расчёт неопределённости по типу В, нахождение суммарной стандартной неопределённости и расширенной неопределённости для каждой точки измерений.

Заключение

В работе рассмотрены основные нормативные документы, связанные с расчётом неопределённости измерений. Проведен анализ используемого на практике метода упрощения расчётов, который упраздняет главное отличие погрешности от неопределённости. Данное упрощение недопустимо, поскольку в результате неопределённость зависит исключительно от погрешности средства измерений. В результате данный параметр перестаёт представлять какую-либо полезную информацию.

Разработана программа расчёта неопределённости в среде разработки LabVIEW, используемая в программно-аппаратном комплексе дистанционной калибровки. Данная программа учитывает оба типа

стандартной неопределённости: типа А, связанную со статистическим анализом полученных результатов, и типа В, связанную с использованием другой информации о измерении. Значимость данного параметра подкреплена требованиями к разрабатываемым методикам калибровки.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00018.

Литература

1. ГОСТ Р 8.879-2014. Государственная система обеспечения единства измерений (ГСИ). Методики калибровки средств измерений. Общие требования к содержанию и изложению. – М.: Стандартинформ, 2015.
2. РМГ 91-2009. Государственная система обеспечения единства измерений. Совместное использование понятий «погрешность измерения» и «неопределённость измерения». Общие принципы. – М.: Стандартинформ, 2009.
3. ГОСТ 34100.3-2017/ISO/IEC Guide 98-3:2008. Неопределённость измерения. – Ч. 3. Руководство по выражению неопределённости измерения. – М.: Стандартинформ, 2017.
4. Данилов А.А. Вопросы подготовки калибровочной лаборатории к аккредитации // Главный метролог. – 2017. – № 6(99). – С. 10–17.
5. COOMET R/GM/31:2016. Методики калибровки средств измерений. Общие требования. – 3 с.
6. Ершов И.А. Архитектура системы дистанционной калибровки как часть концепции Internet of Measurements (IoM) / И.А. Ершов, О.В. Стукач // Современные технологии поддержки принятия решений в экономике: сб. тр. III Всерос. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, 24–25 ноября 2016 г., г. Юрга. – Томск: Изд-во ТПУ, 2016. – С. 140–142.
7. ГОСТ Р 8.736-2011. Государственная система обеспечения единства измерений (ГСИ). Измерения прямые многократные. Методы обработки результатов измерений. Основные положения. – М.: Стандартинформ, 2013.

Ершов Иван Анатольевич

Магистрант отд. автоматизации и робототехники инженерной школы информационных технологий и робототехники НИ ТПУ
Эл. почта: zaragik@yandex.ru

УДК 621.38

В.В. Атамасов, Г.И. Маленко

Использование программно-аппаратного комплекса на базе NI ELVIS II и LabVIEW для измерения спектров диэлектрической проницаемости материалов конденсаторным методом

Представлено структурное описание программно-аппаратного комплекса для измерения диэлектрической проницаемости. Комплекс реализован на базе платформы NI ELVIS II+ и среды графического программирования LabVIEW.

Ключевые слова: импеданс, LabVIEW, программно-аппаратный комплекс, NI ELVIS II+.

Измерение спектров диэлектрической проницаемости материалов и сред является важной научно-технической задачей на протяжении последних десятилетий. Определение диэлектрической проницаемости необходимо в широком диапазоне исследований: измерение теплового импеданса светодиодов и светодиодных матриц [1], исследование свойств формилазобензола [2], исследование зависимостей относительной диэлектрической проницаемости жидкой воды и водяного пара от их плотностей и температуры [3].

Обычно, для измерения спектров диэлектрической проницаемости материалов используется дорогостоящее оборудование. Для этих целей в настоящее время широко используются универсальные измерители, такие как LCR Agilent E4980A и GW Instek LCR-78101G, которые позволяют получать данные различных параметров материалов с относительно большой точностью. Однако обширный спектр возможностей данных приборов зачастую бывает не нужен для узконаправленных исследований и недоступен в силу своей дороговизны.

Авторами разработан программно-аппаратный комплекс на базе аппаратной платформы NI ELVIS II+ [4] и программной среды LabVIEW для автоматизации измерения спектров диэлектрической проницаемости материалов. Выбор такого набора средств объясняется функциональными возможностями подобного сочетания. NI ELVIS II использует приборы, разработанные в среде LabVIEW, специально спроектированную настольную рабочую станцию и макетную плату, которые обладают функциональностью комплекта наиболее распространенных лабораторных приборов.

Комплект виртуальных измерительных приборов NI ELVIS II+ (National Instruments Educational Laboratory Virtual Instrumentation Suite) является программно-аппаратным комплексом. Эти комплекты применяются для проведения лабораторных работ по общетехническим и специальным дисциплинам (рис. 1). Комплекс создан американской компанией National Instruments для учебных целей на таких стадиях изучения, как проектирование и создание прототипов устройств различного назначения.



Рис. 1. Комплект виртуальных измерительных приборов NI ELVIS II+

Комплект состоит из настольной рабочей станции с платой сбора данных (элемент 1 на рис. 1), блока питания (элемент 2 на рис. 1), USB-кабеля для соединения с компьютером (элемент 3 на рис. 1) и программного обеспечения, разработанного в среде программирования LabVIEW (окна 4, 5, 6 на рис. 1). Комплекс управляется персональным компьютером с установленным программным обеспечением NI ELVISmx.

На радиофизическом факультете комплект измерительных приборов NI ELVIS II+ более пяти лет используется как для проведения практических занятий и лабораторных практикумов [5–8], так и в научно-исследовательской деятельности студентов.

Программное обеспечение NI ELVISmx позволяет работать с двенадцатью виртуальными измерительными приборами: мультиметром, генераторами сигналов, осциллографом, анализаторами спектра и импеданса и др.

Окно программы NI ELVISmx приведено на рис. 2.

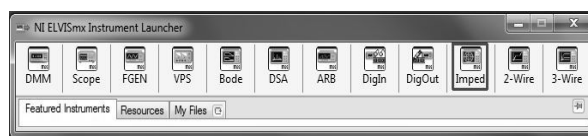


Рис. 2. Панель выбора виртуальных измерительных приборов

Для проведения измерений спектров диэлектрической проницаемости материалов авторами из комплекта измерительных приборов NI ELVIS II используется анализатор импеданса (Impedance Analyzer). Вид лицевой панели этого виртуального прибора приведен на рис. 3. Этот прибор позволяет измерять активную и реактивную составляющие комплексного сопротивления двухполюсников на фиксированной частоте в диапазоне от 1 Гц до 35 кГц.

В рабочей области лицевой панели анализатора отображаются круговая диаграмма (область 1 на рис. 3), модуль (Magnitude) и аргумент (Phase) комплексного сопротивления (область 2 на рис. 3), а также действительная (Resistance) и мнимая (Reactance) части комплексного сопротивления (область 3 на рис. 3).

Измерение комплексного сопротивления осуществляется только в ручном режиме. Оператор задает частоту измерения комплексного сопротивления (область 4 на рис. 3), определяет способ отображения результатов измерений (область 5 на рис. 3), а затем запускает процесс измерений (область 6 на рис. 3) и после его завершения записывает полученный результат на бумажный носитель или сохраняет в текстовом редакторе, набирая его посимвольно на клавиатуре. При таком способе проведения измерений получение зависимости полного сопротивления (импеданса) от частоты требует значительного времени.

Измерение диэлектрической проницаемости осуществляется конденсаторным методом [9]. Исследуемый образец размещается между обкладками плоского конденсатора и измеряется импеданс конденсатора.

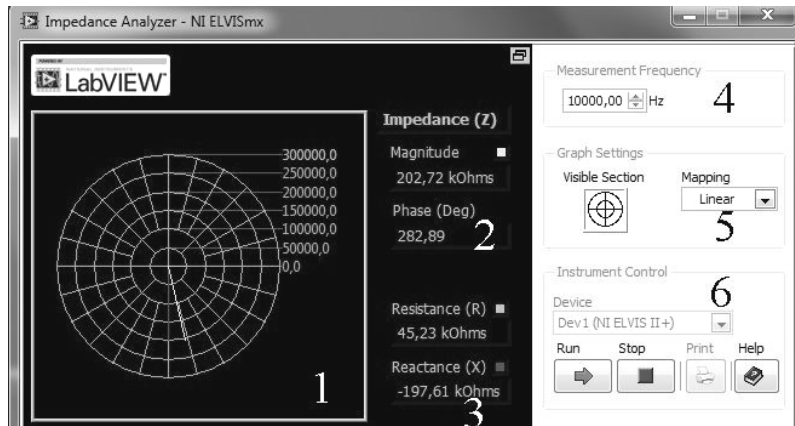


Рис. 3. Лицевая панель анализатора импеданса

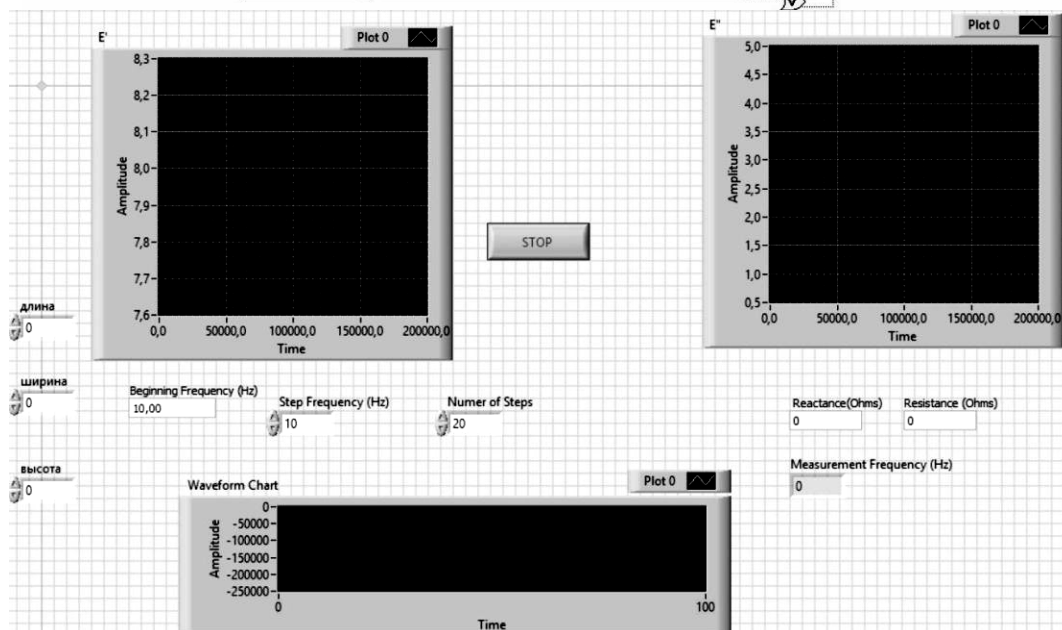
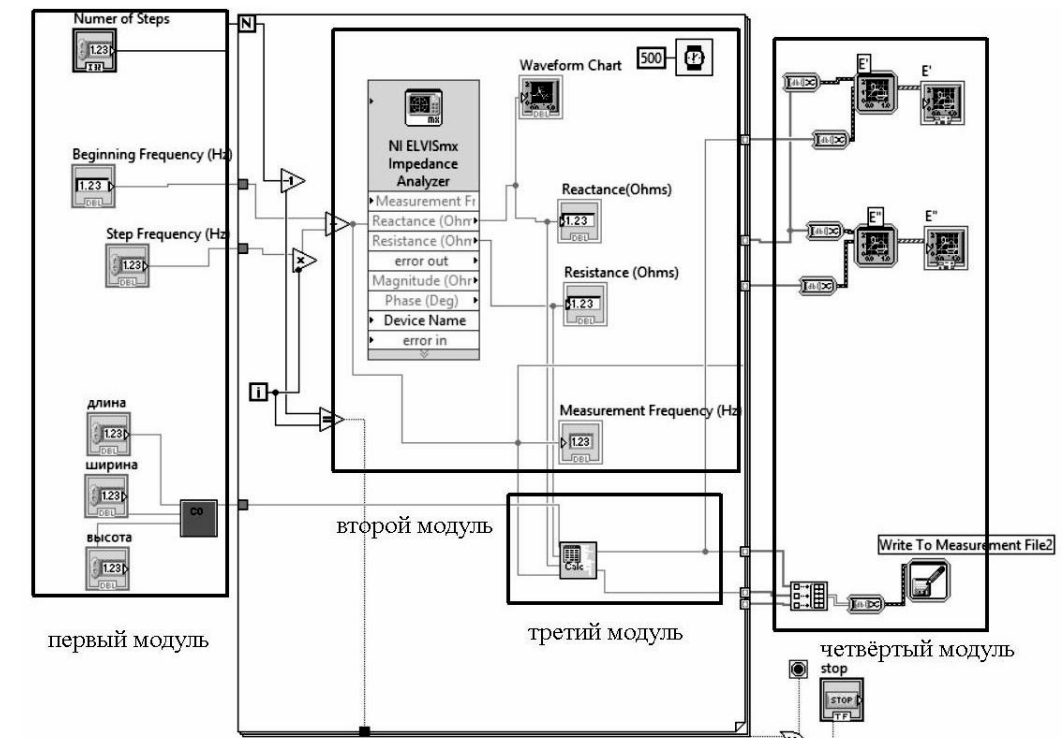


Рис. 4. Блок-диаграмма и лицевая панель виртуального прибора

По измеренным на фиксированной частоте ω значениям активной Z' и реактивной Z'' составляющих комплексного сопротивления, с учетом емкости конденсатора без исследуемого материала C_0 , вычисляются действительная и мнимая части диэлектрической проницаемости ϵ' и ϵ'' исследуемого материала по известным формулам [10]:

$$\epsilon'' = \frac{(\omega C_0)^{-1} Z'}{(Z')^2 + (Z'')^2}, \quad (1)$$

$$\epsilon' = \frac{(\omega C_0)^{-1} Z''}{(Z')^2 + (Z'')^2}. \quad (2)$$

Для проведения измерений спектров диэлектрической проницаемости материалов в автоматическом режиме авторами разработана программа в среде LabVIEW (рис. 4). Данная среда разработки лабораторных виртуальных приборов позволяет упростить проектирование систем различной степени сложности и удобна для программирования работы измерительных устройств. LabVIEW позволяет осуществлять сбор данных и их систематизацию, а также управление периферийными устройствами различной сложности.

В этой программе можно выделить четыре основных модуля. Первый модуль программы отвечает за входные данные. Необходимо записать в соответствующие блоки: геометрические размеры конденсатора, диапазон частот и шаг изменения частоты. По этим значениям вычисляется емкость конденсатора без исследуемого образца.

На втором этапе на заданных частотах измеряются действительные и мнимые составляющие импеданса конденсатора с исследуемым образцом.

В третьем модуле программы по измеренным и рассчитанным данным определяются значения действительной и мнимой составляющих диэлектрической проницаемости ϵ' и ϵ'' по формулам (2) и (1).

На завершающем этапе осуществляется построение графиков спектров действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости исследуемого образца и запись полученных результатов в файл.

Для проверки правильной работы комплекса было проведено сравнение спектров действительной части диэлектрической проницаемости различных образцов (рис. 5).

Измерения, полученные с помощью представленного программно-аппаратного комплекта, сопоставлялись данным, полученным на универсальном измерителе LCR Agilent E4980A. E4980A Agilent – прецизионный измеритель LCR с рабочим диапазоном частот от 20 Гц до 2 МГц, разрешением 4 десятичных разряда на любом пределе. Базовая погрешность измерения прибора составляет 0,05%.

На рис. 5 кружками отмечены данные, полученные на универсальном измерителе LCR Agilent E4980A, а квадратами – значения, полученные при использовании представленного выше программно-аппаратного комплекта. Как видно из рисунка, разброс значений не превышает 2%.

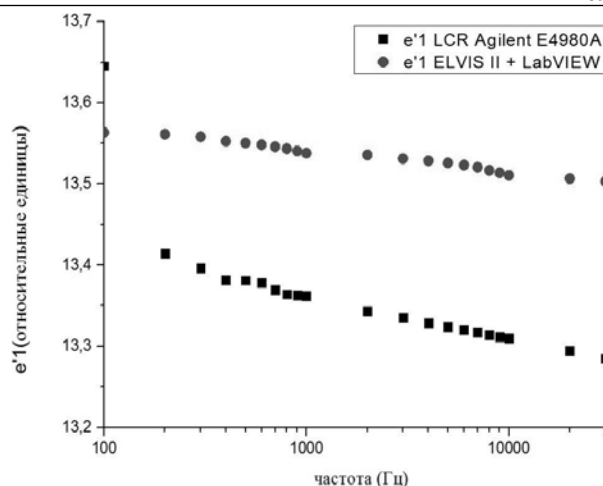


Рис. 5. Графики спектров действительной составляющей диэлектрической проницаемости исследуемого материала

Эти отклонения связаны с тем, что в разработанном нами приборе не учитывается входной импеданс измерительной системы.

Для получения более точных данных планируется добавление в программу модуля калибровки прибора.

Литература

- Смирнов В.И. Измерение теплового импеданса светодиодов и светодиодных матриц / В.И. Смирнов, В.А. Сергеев, А.А. Гавриков // Измерительная техника. – 2017. – Т. 1, №1. – С. 33–36.
- Александровский В.В. Диэлектрическая проницаемость 4-алкилокси-4'-формалазобензолов / В.В. Александровский, С.А. Кувшинова, В.А. Бурмистов // Физическая химия. – 2005. – Т. 79, № 7. – С. 1162–1164.
- Чистяков А.Д. Диэлектрическая проницаемость воды и водяного пара в состоянии насыщения // Физическая химия. – 2007. – Т. 81, № 1. – С. 11–14.
- Комплект виртуальных измерительных приборов для учебных лабораторий NI ELVIS II: руководство пользователя [Электронный ресурс]. – Режим доступа: ftp://ftp.ni.com/pub/branches/russia/ni_elvis/ni_elvis_2_user_guide.pdf, свободный (дата обращения: 10.09.2018).
- Жуков А.А. Информационное и техническое обеспечение практикума по основам теории сигналов и цепей // Современное образование: содержание, технологии, качество. – 2017. – Т. 1. – С. 224–226.
- Жуков А.А. Информационное и техническое обеспечение практикума по радиоэлектронике // Компьютерные измерительные технологии: матер. I Междунар. симпозиума. – М.: ДМК Пресс, 2015. – С. 179–182.
- Жуков А.А. Опыт использования комплекта виртуальных измерительных приборов NIELVISII+ в лабораторном практикуме по курсу «Схемотехника аналоговых электронных устройств» / А.А. Жуков, Г.М. Дейкова, Д.А. Ващенко и др. // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 8/3. – С. 231–232.
- Опыт организации лабораторных работ по курсу «Основы радиоэлектроники» с использованием системы дистанционного образования MOODLE / И.О. Дорофеев, О.А. Доценко, Т.Д. Кочеткова и др. // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58, № 10/3. – С. 183–187.
- Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах / А.А. Брандт, А.И. Костиенко,

Л.Ю. Плакше, Т.С. Страхова. – М.: Изд-во физ.-мат. лит-ры, 1963. – 404 с.

10. Журавлев В.А. Анализ диэлектрических спектров воды с проводящими примесями в широком диапазоне частот / В.А. Журавлев, В.И. Суслияев, А.В. Журавлев, Е.Ю. Коровин // Изв. вузов. Физика. – 2017. – Т. 60, № 11. – С. 40–46.

Атамасов Василий Викторович

Студент

Эл. почта: atamasov.v@mail.ru

Маленко Григорий Игоревич

Студент

Эл. почта: grisha-9708@mail.ru.

УДК 530.145

С.А. Артищев, С.Г. Еханин, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов

Квантовые связи между запутанными электронами в ионных ловушках кристалла NaCl

Чипы из искусственно выращенных кристаллов нелегированного хлорида натрия были облучены гамма-излучением на медицинской кобальтовой пушке одновременно и совместно (в одном месте) с целью создания ионных ловушек с запутанными электронами (центров окрашивания) в смежных чипах. Один из этих чипов (master-образец) затем был удален на расстояние 10 м, где и производилось его фотостимулированное обесцвечивание. У slave-образца (запутанного с первым) измерялась спектральная зависимость коэффициента пропускания в видимой области спектра. Были получены экспериментальные результаты на slave-образце, коррелированные с процессом обесцвечивания master-образца.

Ключевые слова: квантовое запутывание, квантовые ловушки, переключение запутанного состояния, вынужденная люминесценция, ионные ловушки, центры окраски, фотостимулированное обесцвечивание, квантовые телекоммуникации.

За последнее время были опубликованы многочисленные статьи об экспериментах с запутанными фотонами. Такое запутывание предсказывалось квантовой механикой (КМ) начиная с 1920 г.

В период 1990–2000 гг. некоторые экспериментаторы показали, что запутанные фотоны, генерируемые нелинейными кристаллами, могли оставаться запутанными на расстоянии до 10 км [1]. Были также осуществлены эксперименты по телепортации, в которых один фотон мог быть воспроизведен при транспортировке с помощью пары запутанных фотонов [2].

Теоретически было изучено [3] и продемонстрировано экспериментально [4] **переключение запутывания** (entanglement swapping), состоящее в передаче запутывания от одной совокупности частиц к другой. Авторами [4] были выполнены эксперименты с гамма-излучением, испускаемым кобальтом-60, и с тормозным гамма-излучением на линейном ускорителе. Эти эксперименты показывают, что такие гамма-частицы являются запутанными, поскольку они могут переключать свое запутывание в метастабильные ядра при их возбуждении.

В этом же направлении были проделана работа [5] с фотолюминесцентными образцами. Работа [6] содержит продолжение этих исследований с использованием ловушек в термолюминесцентных образцах для переключения запутывания в рентгеновских и гамма-лучах. В работе [6] было показано, что квантовые связи между запутанными электронами в ионных ловушках могут реализовываться при расстояниях между кристаллами до 8182 км.

Учитывая значимость этих результатов, авторы [6] призывают других серьезных исследователей повторить эти эксперименты.

Настоящая работа является в некотором смысле повторением и продолжением этих исследований с использованием электронных ловушек в кристалле NaCl (одном из представителей щелочно-галогидных кристаллов) при реализации переключения запутывания в гамма-лучах.

Краткие сведения о люминесценции и переключении запутывания

Люминесценция наблюдается в кристаллических материалах, называемых кристаллофосфорами и содержащих включения или примеси других атомов, или атомы легирующих веществ [7].

При воздействии на кристалл рентгеновским или гамма-излучением [8] происходит ионизация атомов (или ионов) кристаллической решетки, которая высвобождает некоторые электроны из валентной зоны. Кроме того, под действием ионизирующего излучения образуются и нарушения структуры кристалла. В результате образуются дырки в валентной зоне, электроны в зоне проводимости и ионные образования, способные их захватывать. Эти электроны и дырки затем захватываются такими ловушками (образуются центры окраски). Там они находятся в метастабильном состоянии, которое может сохраняться длительное время. Тепловая или оптическая энергия, приложенная к кристаллу, позволяет электронам вырваться из ловушек. Тогда они возвращаются в валентную зону или рекомбинируют с захваченными дырками, излучая свет, в этом и состоит феномен люминесценции.

Искусственно созданные кристаллофосфоры используются в термолюминесцентной дозиметрии (TLD) для измерения доз ионизирующих излучений. При нагревании таких кристаллов энергия, запасенная при воздействии ионизирующих излучений, вы-

свобождается в виде света. В экспериментах, проведенных в работе [6], были использованы кристаллы именно дозиметрического типа (искусственно выращенные легированные кристаллы LiF).

Легированные или окрашенные искусственно выращенные щелочно-галогидные кристаллы (LiF, LiCl, NaCl, NaI, KF, KCl и др.) также являются кристаллофосфорами.

Поскольку один гамма-квант (при взаимодействии с веществом) создает в кристалле несколько фотонов одновременно, эти фотоны, в соответствии с теоретическими представлениями квантовой механики, оказываются запутанными [5, 6]. Запутанные фотоны могут ионизировать атомы или ионы кристаллической решетки и переключать (swap) свое запутывание на электроны и в конечном итоге на электронные ловушки [6].

Методика эксперимента

В эксперименте были использованы четыре образца из искусственно выращенного кристалла хлорида натрия.

Образцы размерами 30×20×5 выкалывались из одного монокристаллического слитка с малодефектной кристаллической структурой, выращенного из особо чистого материала в НИИ кристаллографии г. Харькова.

Три образца подвергались экспонированию под гамма-излучением кобальтовой пушки в лаборатории НИИПП г. Томска. Суммарная доза, полученная каждым образцом, равна 10^5 рад.

Четвертый образец не подвергался радиационному воздействию и являлся эталонным.

Известно, что под воздействием гамма-излучения в кристалле NaCl возникают радиационные дефекты, представляющие собой нарушения в ионной и электронной подсистемах кристаллической решетки, в результате чего в кристалле возникают электронные центры окраски [8]. Эти центры дают кристаллу коричневую окраску. Наибольшей концентрации достигают так называемые F-центры представляющие собой электроны, локализованные вблизи анионной вакансии.

Поскольку при гамма-облучении образцов кристалла возникают запутанные электроны, то следует ожидать, что их запутанность сохранится и при захвате на электронные ловушки [4, 6], т.е. некоторая часть F-центров будет представлять собой захваченные запутанные электроны.

Таким образом, если каким-либо способом в одном из образцов (master) разрушать F-центры (термообесцвечивание, фотообесцвечивание и др.), то в другом образце (slave) они должны разрушаться без процессов, приводящих к обесцвечиванию (если F-центры в том и другом образце содержат запутанные электроны).

В данном эксперименте разрушение центров окраски в master-образце производилось методом фотообесцвечивания, причем для обесцвечивания использовался прямой солнечный свет.

Визуальные наблюдения

В первом эксперименте один из образцов вынимался из светонепроницаемой коробки и поме-

щался на подоконник открытого окна под прямое солнечное излучение. Второй образец был вынут из светонепроницаемой коробки и находился в полутемной комнате.

Под действием прямого солнечного излучения наблюдалось обесцвечивание master-образца (фото-стимулированное обесцвечивание). При таком обесцвечивании наблюдается процесс фотоионизации электронных ловушек, миграция освобожденных электронов по кристаллу и рекомбинация их с дырочными центрами. В результате таких процессов и происходит обесцвечивание кристалла. В данном случае образец довольно быстро потерял окраску и стал почти прозрачным за время примерно 15 мин.

Второй образец (slave-образец) при осматривании его в полутемном помещении тоже потерял частично окраску (как показалось визуально, стал более светлым). Мы его назвали «серым». Третий и четвертый образцы не вынимались из светонепроницаемой коробки и не осматривались.

Приборные исследования

Экспериментальная лабораторная установка показана на рис. 1. Основной частью установки является спектрофотометр СФ-26, с помощью которого измерялись спектры пропускания slave-образца.

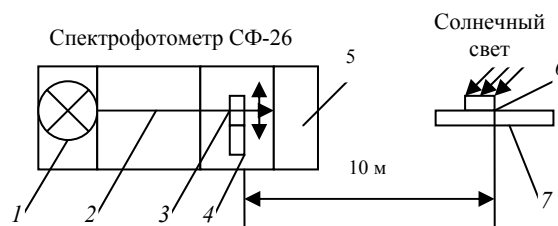


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – лампа накаливания спектрофотометра; 2 – выделенный луч определенной спектральной полосы; 3 – эталонный образец кристалла; 4 – slave-образец; 5 – блок фоторегистратора; 6 – master-образец; 7 – подоконник. Двухсторонней стрелкой показано переключение измерений с эталонного образца на slave-образец

Вначале проводилось несколько измерений зависимости спектра пропускания slave-образца при нахождении master-образца в темноте, чтобы определить степень естественного разрушения центров окраски (за счет процесса термообесцвечивания). В качестве slave-образца испытывался «серый» образец, который уже участвовал в визуальных опытах и частично потерял окраску. Этот образец помещался в измерительную камеру спектрофотометра. В качестве эталонного образца использовался скол того же кристалла, из которого были выполнены master- и slave-образцы. При этом оставшаяся часть кристалла хранилась в эксикаторе в темноте, а master-образец на время измерений был помещен в светонепроницаемую коробку.

Эти измерения были проведены сразу же после визуальных опытов.

На рис. 2 представлены результаты трех последовательных измерений зависимости коэффициента

пропускания slave-образца («серого») по сравнению с эталонным образцом в видимой области спектра.

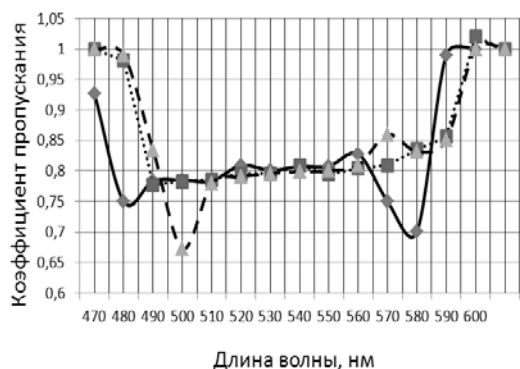


Рис. 2. Результаты измерений спектральной зависимости коэффициента пропускания slave-образца: первое измерение – сплошная линия; второе измерение – пунктирная; третье – точечная

Как видно из рис. 2, первая спектральная зависимость коэффициента пропускания имеет два минимума. Первый минимум при длине волны света в 480 нм соответствует полосе поглощения F-центров, второй (при длине волны 580 нм) – R-центрам. R-центры – это тоже электронные центры окраски, но в этом случае электрон захватывается комплексом из катионной и анионной вакансий. Поэтому такой центр имеет меньшую энергию связи. Коэффициент поглощения в диапазоне длин волн от 490 до 560 нм равен примерно 0,8 и обусловлен хвостами спектральных зависимостей поглощения F- и R-центров.

Повторное измерение спектра пропускания было произведено через 30 мин. Как видно из рис. 2, спектральная зависимость (пунктирная) существенно изменилась: увеличилась концентрация F-центров и уменьшилась концентрация R-центров. Это можно понять, так как R-центры менее стабильные и при воздействии тепла электроны могут освобождаться из таких ловушек и, перемещаясь по кристаллу, захватываться более глубокими ловушками, соответствующими F-центрам.

На рис. 2 приведены результаты следующего измерения (точечная линия), которое произведено еще через 30 мин.

Как видно из рис. 2, спектральная характеристика продолжает изменяться. Концентрация F-центров уменьшилась, но при этом концентрация R-центров практически не изменилась. По-видимому, электроны, освободившиеся из F-центров, двигаясь по кристаллу, прорекомбинировали с соответствующими дырочными центрами. При этом кристалл безвозвратно теряет центры окраски, т.е. обесцвечивается.

Последующие измерения (еще через 30 мин) не привели к существенным изменениям спектральных характеристик (на рис. 2 не показано).

Таким образом, мы наблюдали некий переходной процесс в slave-образце, обусловленный, по-видимому, воздействием на master-образец прямого

солнечного излучения, проведенного еще при визуальных наблюдениях, т.е. наблюдали процесс дистанционного воздействия, вызванного квантовыми связями между пространственно разделенными образцами с наведенной квантовой запутанностью.

Что касается изменений в спектральной зависимости коэффициента пропускания в slave-образце вследствие естественного процесса термообесцвечивания, то такой эксперимент надо повторить в более «чистых» условиях, исключив освещение образцов не только прямым солнечным светом, но уменьшив, по возможности, время нахождения на свету, например при визуальном осмотре образцов.

Повторные приборные исследования

Повторные измерения проводились на следующий день днем. Все образцы до начала экспериментов хранились в светонепроницаемой коробке при комнатной температуре.

Для того чтобы выяснить степень влияния естественного процесса термообесцвечивания на последующие эксперименты по выявлению квантовой связи между запутанными электронами в ионных ловушках радиационно окрашенных образцов, было проведено несколько экспериментов по измерению спектральной зависимости коэффициента поглощения slave-образца с интервалом в 30 мин.

В качестве slave-образца использовался третий окрашенный образец (не участвовавший в предыдущих экспериментах), который доставался из темной коробки и сразу помещался в измерительную камеру спектрофотометра. Master-образец оставался в светонепроницаемой коробке.

Как показали измерения, спектральные зависимости коэффициента пропускания slave-образца, измеренные с указанным интервалом, практически не изменились (с погрешностью менее 1%).

Таким образом, можно считать, что процесс естественного термообесцвечивания (при комнатной температуре) практически отсутствует.

Эксперименты по обнаружению квантовой связи между запутанными электронами в ионных ловушках master- и slave-образцов кристалла NaCl проводились на установке, схема которой представлена на рис. 1.

В качестве slave-образца брали образец, который уже использовался при исследовании естественного термообесцвечивания и стоял в измерительной камере спектрофотометра.

Master-образец вынимался из светонепроницаемой коробки и помещался на подоконнике открытого окна, расположенного от спектрофотометра на расстоянии 10 м под прямые солнечные лучи в безоблачный летний (июльский) день на 5 мин. По истечении 5 мин master-образец помещался в светонепроницаемую коробку. Сразу после этого проводились спектральные измерения коэффициента пропускания slave-образца. В качестве эталонного образца использовался скол того же кристалла, из которого были выполнены master- и slave-образцы, но не подвергавшийся гамма-излучению.

Как показали измерения, спектральная характеристика slave-образца после пятиминутного воздействия прямого солнечного света на master-образец, удаленный от спектрофотометра на 10 м, заметно изменилась. Как оказалось, эффект изменения прозрачности получился небольшой – всего в два-три раза больше погрешности эксперимента.

Однако в процессе измерения на спектрофотометре спектральных характеристик исследуемых образцов было замечено изменение показаний поглощения не только slave-образца, но и эталонного образца после воздействия прямого солнечного света на master-образец. В случае синхронного изменения прозрачности эталонного и slave-образца это могло привести к уменьшению изменения коэффициента пропускания slave-образца до и после фотостимулированного обесцвечивания master-образца, а значит, уменьшить получаемый эффект дистанционной квантовой связи между master- и slave-образцом.

На рис. 3 представлены зависимости коэффициента прозрачности slave-образца до (сплошная линия) и после облучения master-образца прямым солнечным светом 5 мин (пунктирная) и 10 мин (точечная). При получении этих зависимостей брались показания прозрачности эталонного образца не текущие, а полученные до воздействия солнечного света на master-образец.

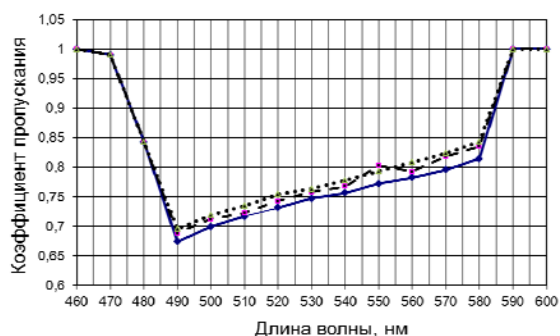


Рис. 3. Спектральные зависимости коэффициента пропускания slave-образца до и после фотостимулированного обесцвечивания master-образца

Действительно, эффект изменения прозрачности slave-образца до и после фотостимулированного обесцвечивания master-образца существенно увеличился (в отдельных участках спектра достиг более 4%) и стал значительно превышать погрешность эксперимента.

Заключение

Как показали эксперименты, дистанционное изменение прозрачности slave-образца происходит вполне закономерно: увеличивается с увеличением времени пребывания master-образца на свету.

По-видимому, увеличение прозрачности (обесцвечивание) slave-образца станет еще значительнее, если увеличить не только время световой экспозиции master-образца, но и временную выдержку между спектральными измерениями (учитывая время переходного процесса; см. измерения «серого» образца).

Что касается выявленного увеличения прозрачности эталонного образца от световой экспозиции master-образца, то следует иметь в виду, что все образцы, используемые в экспериментах, были получены из одного кристалла NaCl и их электроны, захваченные на ионные ловушки, вполне могут обладать «генетической» квантовой запутанностью.

Таким образом, можно считать доказанным, как и в работе [6], наличие существования квантовых связей между запутанными электронами, захваченными ионными ловушками пространственно различных радиационно окрашенных образцов кристалла NaCl.

Благодарности

Авторы выражают глубокую признательность сотруднику АО «НИИПП» В.В. Сидневу за изготовление радиационно окрашенных образцов кристалла NaCl.

Литература

1. Townsend P.D., Rarity J.G., Tapster P.R. Single-Photon Interference in 10 km Long Optical-Fiber // Electronics Letters. – 1993. – Vol. 29. – 634 p.
2. Bennett C.H. Teleporting an Unknown Quantum State via Dual Classical and EPR Channels // Phys. Rev. Lett. – 1993. – Vol. 70. – P 1895–1899.
3. Bouda J., Buzek V. Entanglement swapping between multi-qubit system // J. Phys. A: Math. Gen. – 2001. – No. 34. – P. 4301–4311.
4. De Riedmatten H. Long-distance entanglement swapping with photons from separated sources // Phys. Rev. – 2005. – Vol. A71. – P. 050302.
5. Van Gent D.L., Desbrandes R. Remote Stimulated Triggering of Quantum Entangled Photoluminescent Molecules of Strontium Aluminate. Arxiv, physics/0503052, March 7, 2005.
6. Desbrandes R., Van Gent D.L. Intercontinental quantum liaisons between entangled electrons in ion traps of thermoluminescent crystals. Arxiv: quant-ph/0611109, November 10, 2006.
7. Фок М.В. Введение в кинетику люминесценции кристаллофосфоров. – М.: Наука, 1964. – 284 с.
8. Воробьев А.А. Ионные и электронные свойства щелочногалоидных кристаллов. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1967. – 306 с.

Артишев Сергей Александрович

Канд. техн. наук, доцент каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: 824tusur@mail.ru

Еханин Сергей Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: gemma@main.tusur.ru

Орлова Юлия Эдуардовна

Студентка гр. 235-2 каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: yulya_orlova_1997@list.ru

Попов Денис Юрьевич

Студент гр. 235-2 каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: den-popov@sibmail.com

К.С. Суханова, П.С. Матросова, М.А. Канина, М.Н. Романовский

Ритмическая визуальная стимуляция и функциональное состояние человека-оператора

Рассмотрено влияние на функциональное состояние человека-оператора ритмической визуальной стимуляции (ВС) с частотами 8, 12, 16 Гц при зеленом, красном и синем фоне. ВС приводит к статистически достоверному повышению скорости переработки информации (СПИ). Для операторов-мужчин СПИ преимущественно выше при синем, для женщин – при зеленом фоне. Стохастическая связь СПИ до ВС с критической частотой световых мельканий оператора прямая и слабая по шкале Чеддока, более тесная связь проявляется под воздействием ВС.

Ключевые слова: скорость переработки информации человеком-оператором, ритмическая визуальная стимуляция, критическая частота световых мельканий, корреляционно-регрессионный анализ.

Восприятие и переработка визуальной информации человеком-оператором зависят от лабильности его зрительного аппарата. Индикатором лабильности служит критическая частота световых мельканий (КЧСМ) – минимальная частота мельканий, при которой свечение субъективно воспринимается как постоянное. Лица с более высокой лабильностью, определяемой по КЧСМ, быстрее воспринимают информацию, способны совершать движения в более высоком темпе [1].

Динамика показателей сложных сенсомоторных реакций [2] и изменчивость КЧСМ оператора в пределах некоторого индивидуального диапазона [1] позволяют судить о его функциональном состоянии (ФС). Эффективным внешним воздействием на ФС является ритмическая визуальная стимуляция (ВС) головного мозга (см., например, [3]). Цель настоящей работы – экспериментальный анализ влияния параметров ВС на процесс переработки информации человеком-оператором.

Методика эксперимента

В эксперименте участвовали 9 мужчин и 9 женщин в возрасте от 19 до 22 лет с нормальным зрением. Группы испытуемых сформированы случайным образом. Для оценивания ФС использовали компьютерную программу [3], выводившую на монитор в случайном порядке 38 символов, представленных на клавиатуре. При появлении символа на экране оператор нажимал соответствующую клавишу, после чего появлялся следующий символ. Скорость переработки информации (СПИ) рассчитывали по формуле $СПИ = (38 - N)/T$, где T – время, затраченное на перебор символов, N – количество ошибок. КЧСМ определяли до функциональных проб (ФП). Использовали зеленые индикаторные светодиоды в оправе аппарата визуальной светотерапии [4]. Электропитание светодиодов осуществляли от генератора прямоугольных импульсов FG-7020A, скважность импульсов – 50%.

ВС достигалась за счет модуляции фона символов на экране монитора. ФП проводили по следующей схеме: 1) до ВС; 2) ВС с частотой 8 Гц; 3) ВС 12 Гц; 4) ВС 16 Гц; 5) после ВС. Цвет фона для каждой ФП устанавливали в последовательности зеленый – красный – синий.

Для статистической обработки экспериментальных данных использовали программу Excel 7.

Результаты и обсуждение

СПИ статистически достоверно ($\alpha < 0,01$ по Вилкоксоу) увеличивается под воздействием ВС (табл. 1, рис. 1). После ВС СПИ заметно больше, чем до ВС.

Таблица 1

Выборочные средние m , несмещенные оценки дисперсии S , моментные коэффициенты асимметрии As , коэффициенты вариации V СПИ операторов-мужчинами (числитель) и женщинами (знаменатель)

ФП	m	S	As	$V, \%$
До ВС	0,721/0,666	0,0144/0,0175	-0,738/0,321	16,3/19,5
8 Гц	0,831/0,719	0,0148/0,0202	-0,588/0,221	14,4/19,4
12 Гц	0,905/0,770	0,0103/0,0246	-0,406/0,220	11,0/20,0
16 Гц	0,933/0,792	0,0094/0,0199	-0,347/0	10,2/17,5
После ВС	0,851/0,724	0,0078/0,0145	-0,921/0,122	10,2/16,3

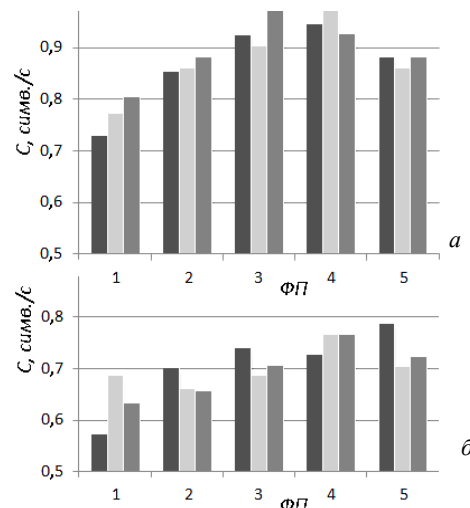


Рис. 1. Медианы СПИ в последовательности ФП для операторов-мужчин (а) и женщин (б)

Для операторов-мужчин эффект ВС более выражен, чем для операторов-женщин. Моментные коэффициенты асимметрии выборок СПИ для женщин и мужчин имеют разные знаки. Коэффициенты вариации и несмещенные оценки дисперсии СПИ для операторов-женщин больше, чем для мужчин. Максимумы эмпирических вероятностей попадания СПИ в i -й интервал с ростом частоты ВС сдвигают-

ся в область больших значений (рис. 2, а; 3, а). Накопленные частоты с ростом СПИ увеличиваются сверхлинейно для мужчин (рис. 2, б) и линейно или сублинейно – для операторов-женщин (рис. 3, б).

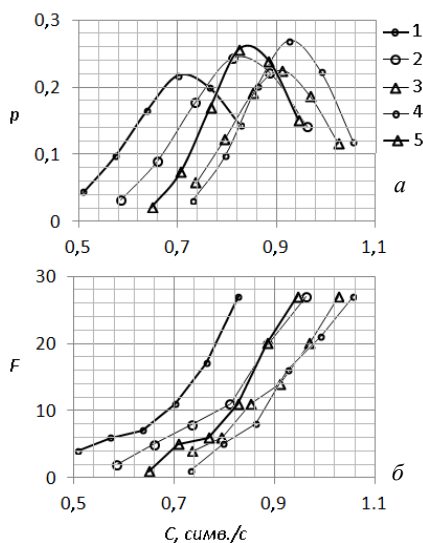


Рис. 2. Эмпирические вероятности попадания в *i*-й интервал (а) и накопленные частоты (б) СПИ операторами-мужчинами:

1 – до ВС; 2 – 8 Гц; 3 – 12 Гц; 4 – 16 Гц; 5 – после ВС

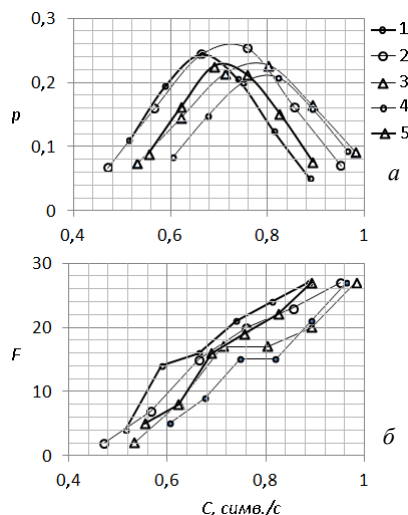


Рис. 3. Эмпирические вероятности попадания в *i*-й интервал (а) и накопленные частоты (б) СПИ операторами-женщинами:

1 – до ВС; 2 – 8 Гц; 3 – 12 Гц; 4 – 16 Гц; 5 – после ВС

Для операторов-мужчин наибольшие значения СПИ чаще, чем при других ФП, наблюдаются при ВС с частотой 16 Гц; для женщин – при ВС с частотами 12 и 16 Гц (табл. 2). Различия СПИ при частотах 12 и 16 Гц статистически неопределенны для мужчин ($0,01 < \alpha < 0,05$) и незначимы ($\alpha > 0,05$) для женщин.

Таблица 2

Процент ФП с наибольшей СПИ для операторов-мужчин (М) и женщин (Ж)

Пол	ФП				
	До ВС	8 Гц	12 Гц	16 Гц	После ВС
М	0	0	29	67	4
Ж	4	12	36	36	12

По данным ряда авторов, сенсомоторные процессы у мужчин протекают быстрее, чем у женщин [5]. Половые различия проявляются и в электроэнцефалограмме (ЭЭГ) [6]. Сообщалось, в частности, что у женщин выше амплитуда, больше представлены бета-волны, а также меньше альфа- и тета-волны, чем у мужчин. Максимальная работоспособность оператора достигается при чередовании альфа-ритма с бета- и небольшим числом тета-волн.

Группы испытуемых сформированы случайным образом. Различия в эффективности ФП для отдельных испытуемых позволяют заключить, что эффект ВС связан с исходными ФС и паттернами ЭЭГ человека-оператора.

Влияние цвета фона на СПИ статистически менее значимо ($\alpha > 0,05$), чем влияние частоты. В пределах ФП стохастическая связь СПИ (табл. 3, 4) теснее для пар цветов фона, соседствующих в упорядоченном списке медианных значений (табл. 5). Для пар цветов фона с теснотой связи СПИ, наиболее высокой в пределах ФП, характерен больший наклон хотя бы одной из сопряженных регрессионных прямых (большие значения параметра *b*); исключение – ФП после ВС и для операторов-женщин, и для операторов-мужчин.

Таблица 3

Коэффициенты детерминации и параметры сопряженной парной регрессии СПИ при зеленом (з), красном (к) и синем (с) фоне для операторов-женщин

ФП	<i>y, x</i>	R^2	<i>y(x)</i>		<i>x(y)</i>	
			<i>a</i>	<i>b</i>	<i>a</i>	<i>b</i>
До ВС	з, к	0,623	0,033	0,863	0,235	0,722
	з, с	0,867	-0,228	1,244	0,250	0,697
	к, с	0,725	-0,027	1,040	0,207	0,697
8 Гц	з, к	0,612	0,117	0,784	0,199	0,781
	з, с	0,355	0,228	0,677	0,334	0,524
	к, с	0,499	0,186	0,801	0,236	0,623
12 Гц	з, к	0,919	0,194	0,738	-0,179	1,245
	з, с	0,675	0,153	0,797	0,121	0,846
	к, с	0,767	-0,074	1,105	0,231	0,694
16 Гц	з, к	0,885	0,030	0,892	0,063	0,992
	з, с	0,885	0,029	0,902	0,064	0,981
	к, с	0,898	0,041	0,958	0,044	0,937
После ВС	з, к	0,562	-0,488	1,789	0,455	0,314
	з, с	0,703	0,146	0,804	0,093	0,874
	к, с	0,319	0,520	0,227	-0,224	1,405

Группы испытуемых сформированы случайным образом. Различия в эффективности ФП для отдельных испытуемых позволяют заключить, что эффект ВС связан с исходными ФС и паттернами ЭЭГ человека-оператора.

Восприятие цвета зависит от физиологических особенностей глаз, состояния нервной системы, жизненного опыта, окружающей обстановки. ВС с частотами 8, 12, 16 Гц приводит к изменениям восприятия цвета оператором. Медианные значения СПИ операторами до ВС минимальны при зеленом фоне, после ВС – при красном (табл. 5). Для операторов мужчин пропускная способность преимущественно выше при синем, для женщин – при зеленом цвете фона (табл. 6).

Таблица 4
Коэффициенты детерминации и параметры сопряженной парной регрессии СПИ при зеленом (з), красном (к) и синем (с) фоне для операторов-мужчин

ФП	y, x	R ²	y(x)		x(y)	
			a	b	a	b
До ВС	з, к	0,746	-0,148	1,081	0,292	0,690
	з, с	0,804	-0,014	0,887	0,161	0,907
	к, с	0,913	0,174	0,755	-0,144	1,210
8 Гц	з, к	0,249	0,337	0,546	0,483	0,456
	з, с	0,292	0,181	0,734	0,525	0,398
	к, с	0,790	-0,082	1,102	0,236	0,717
12 Гц	з, к	0,642	0,130	0,874	0,223	0,735
	з, с	0,765	0,129	0,843	0,100	0,907
	к, с	0,535	0,292	0,646	0,187	0,827
16 Гц	з, к	0,371	0,517	0,445	0,153	0,835
	з, с	0,733	0,257	0,719	-0,012	1,019
	к, с	0,543	0,136	0,848	0,341	0,640
После ВС	з, к	0,574	0,127	0,868	0,277	0,661
	з, с	0,701	-0,248	1,310	0,386	0,535
	к, с	0,799	-0,187	1,221	0,293	0,654

Таблица 5
Упорядоченные по убыванию медианные значения СПИ операторами при зеленом (з), красном (к) и синем (с) цвете фона в последовательности ФП

Пол	ФП				
	До ВС	8 Гц	12 Гц	16 Гц	После ВС
М	0,80 (с)	0,88 (с)	0,97 (с)	0,97 (к)	0,88 (с)
	0,77 (к)	0,86 (к)	0,92 (з)	0,95 (з)	0,88 (з)
	0,73 (з)	0,85 (з)	0,90 (к)	0,92 (с)	0,86 (к)
Ж	0,69 (к)	0,70 (з)	0,74 (з)	0,77 (к)	0,79 (з)
	0,63 (с)	0,66 (к)	0,68 (к)	0,77 (с)	0,72 (с)
	0,57 (з)	0,65 (с)	0,71 (с)	0,73 (з)	0,70 (к)

Таблица 6
Процент цветов фона с наибольшей СПИ в пределах ФП для операторов-мужчин (М) и женщин (Ж)

Пол	Цвет фона		
	Зеленый	Красный	Синий
М	10	20	70
Ж	60	30	10

Для дальнейшего изучения влияния ВС на восприятие цвета представляет интерес формирование групп с определенными цветовыми предпочтениями.

КЧСМ человека изменяется в пределах от 14 до 70 Гц [1]. Результат измерений зависит от ряда физических факторов: зоны освещенности и ее проекции на сетчатке, яркости, угловых размеров, длины волны стимулов. При зеленом стимуле норма КЧСМ находится в пределах от 46 до 52 Гц.

В проведенных экспериментах КЧСМ изменяется в диапазоне от 51,5 до 76 Гц для женщин и от 52,3 до 77,6 Гц для мужчин. Превышение нормы обусловлено, по-видимому, использованием нестандартной методики определения КЧСМ.

Стохастическая связь СПИ до ВС с КЧСМ прямая и слабая по шкале Чеддока ($R = 0,18-0,31$). Более тесная связь СПИ с КЧСМ проявляется для операторов-женщин при зеленом фоне на частоте 8 Гц ($R = 0,58$) и при красном фоне после ВС ($R = 0,74$); для операторов-мужчин – при зеленом ($R = 0,59$) и синем ($R = 0,64$) фоне на частоте 16 Гц.

Наклон b регрессионных прямых СПИ на КЧСМ и для операторов-мужчин (рис. 4), и для операторов-женщин (рис. 5) в большинстве ФП изменяется подобно коэффициенту детерминации R^2 . Теснота связи b и R^2 (рис. 6, а) высокая для мужчин ($R = 0,87$) и весьма высокая для женщин ($R = 0,96$). С медианными значениями СПИ связь коэффициента детерминации (рис. 6, б) слабая для операторов-мужчин ($R = 0,30$) и заметная для женщин ($R = 0,66$).

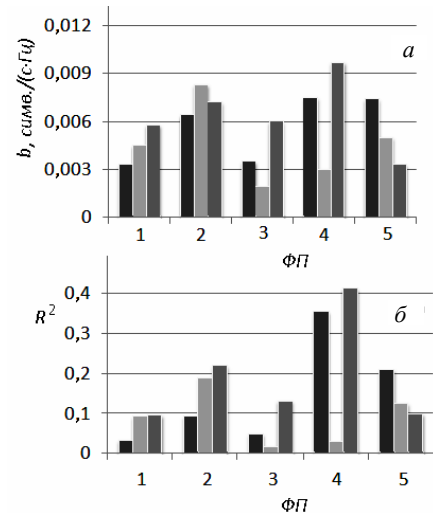


Рис. 4. Параметры b линейной регрессии СПИ на КЧСМ (а) и коэффициенты детерминации R^2 (б) для операторов-мужчин в последовательности ФП

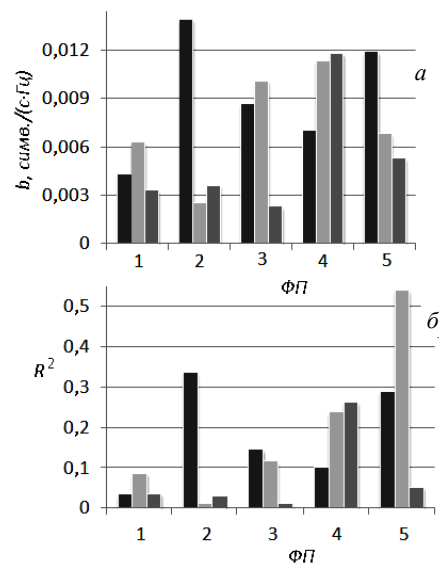


Рис. 5. Параметры b линейной регрессии СПИ на КЧСМ (а) и коэффициенты детерминации R^2 (б) для операторов-женщин в последовательности ФП

Влияние ВС на зрительное восприятие менее значимо, чем на ответную реакцию человека-оператора. КЧСМ – коррелирует лабильности зрительного аппарата. Прямая и слабая стохастическая связь СПИ до ВС с КЧСМ согласуется с [3] в том, что повышение СПИ под воздействием ВС определяется сокращением времени выбора оператором нужных символов на клавиатуре.

Повышение тесноты связи СПИ и КЧСМ при некоторых ФП с сопутствующим возрастанием наклона регрессионных прямых требует дополнительного исследования. Можно ожидать, что КЧСМ не остается неизменной в последовательности ФП.

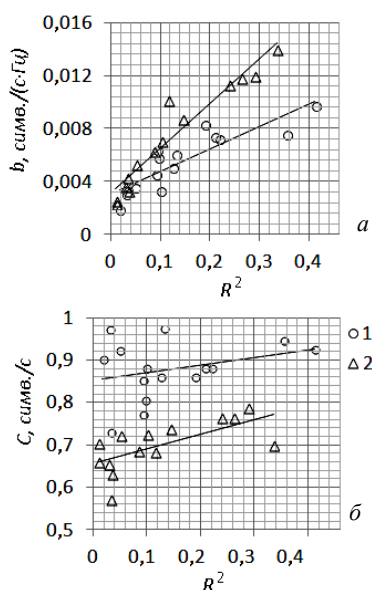


Рис. 6. Линейная регрессия параметра b (а) и медианных значений СПИ (б) на R^2 для операторов-мужчин (1) и операторов-женщин (2)

Заключение

Таким образом, ВС с частотами 8, 12, 16 Гц приводит к статистически достоверному повышению СПИ, а также к изменениям восприятия цвета человеком-оператором. Для операторов-мужчин пропускная способность преимущественно выше при синем, для женщин – при зеленом цвете фона.

Стохастическая связь СПИ до ВС с КЧСМ – прямая и слабая. Для операторов-мужчин эффект ВС теснее связан с КЧСМ при синем фоне на частоте 16 Гц, для женщин – при красном фоне после ВС.

При изменении КЧСМ до ВС на 1 Гц СПИ в последовательности ФП изменяется не более чем на 0,01 символа в секунду для мужчин и на 0,014 символа в секунду для женщин.

Литература

1. Кирой В.Н. Физиологические методы в психологии (учебное пособие). – Ростов-н/Д: ООО «ЦВВР», 2003. – 224 с.
2. Ильин Е.П. Психомоторная организация человека. – СПб.: Питер, 2003. – 382 с.
3. Ахраров Н.М., Баранова Ю.А., Васильева М.В., Романовский М.Н. Ритмическая стимуляция пропускной способности человека-оператора // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*. – 2015. – Т. 15, №5. – С. 60–63.
4. Бугров Е.В., Бомбизов А.А., Романовский М.Н. Аппарат визуальной светотерапии // *Доклады ТУСУР*. – 2012. – № 1 (25), ч. 2. – С. 270–272.
5. Нехорошкова А.Н., Грибанов А.В., Депутат И.С. Сенсомоторные реакции в психофизиологических исследованиях (обзор) // *Журнал медико-биологических исследований*. – 2015. – № 1. – С. 38–48.
6. Кирой В.Н., Ермаков П.Н. Электроэнцефалограмма и функциональные состояния человека. – Ростов-н/Д: Изд-во Рост. ун-та, 1998. – 264 с.

Суханова Ксения Сергеевна

Студентка каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: Suhanova252525@gmail.com

Матросова Полина Сергеевна

Студентка каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: matrosopolina89@gmail.com

Канина Марина Александровна

Студентка каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: Marina_k1998@mail.ru

Романовский Михаил Николаевич

Доцент каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: rnm@vtomske.ru

УДК 621.372

Н.Д. Малютин, Р.М. Шарабудинов, А.В. Андреев

Полосковые корректоры частотной зависимости группового времени запаздывания

Проведены анализ, и экспериментальные исследования влияния неуровновешенности электромагнитной связи на волновые свойства схем корректоров группового времени запаздывания на основе направленных ответвителей разных типов. Получен перепад группового времени запаздывания до 3 нс при возвратных потерях 17–20 дБ, минимальных вносимых потерях 0,5 дБ в полосе частот 0,35–0,7 ГГц.

Ключевые слова: анализ, корректоры группового времени запаздывания, противонаправленный ответвитель на связанных полосковых линиях.

Направленные ответвители (НО) на связанных линиях широко используются для построения дифференциальных неуправляемых фазовращателей [1],

управляемых фазовращателей отражательного типа [2]. В работах [3–5] было показано, что волновые свойства направленных ответвителей существенно

зависят от уравновешенности электромагнитной связи между связанными линиями. Степень уравновешенности определяется через отношение коэффициентов емкостной и индуктивной связи k_C/k_L , где $k_C = C_{12}/\sqrt{C_{11}C_{22}}$, $k_L = L_{12}/\sqrt{L_{11}L_{22}}$, C_{11}, C_{12}, C_{22} – элементы матрицы емкостей, L_{11}, L_{12}, L_{22} – элементы матрицы индуктивностей связанных линий [6]. Если $k_C = k_L$, тогда фазовая скорость синфазной v_e и противофазной v_o волн в связанных линиях равны, т.е. $v_e = v_o$. В противном случае могут иметь место неравенства $v_e > v_o$ или $v_o < v_e$. Направление неравенства скоростей синфазной и противофазной волн зависит от конструкции поперечного сечения связанных линий [7].

Связанные полосковые линии, выполняемые на подложке, находятся в неоднородной диэлектрической среде. Это приводит к неравенству v_e и v_o . Характеристики противонаправленных ответвителей, которые изготавливаются на основе таких линий передачи, ухудшаются. В ряде работ, например в [8], предлагается улучшить параметры ответвителей путем введения реактивных элементов в разрыв отрезков связанных полосковых линий для компенсации разницы электрических длин синфазного и противофазного возбуждения. В работе [9] предложена новая конструкция широкополосного направленного ответвителя с использованием структур фрагментного типа для увеличения направленности.

Изменение k_C/k_L и соответственно v_e/v_o в связанных линиях направленных ответвителей, применяемых при построении схем корректоров группового времени запаздывания (ГВЗ) [10], очевидно влияет на их волновые характеристики. Данный вопрос остается мало исследованным.

Цель настоящей работы состоит в сравнении частотных характеристик корректоров ГВЗ, построенных на связанных линиях с существенно отличающимися отношениями v_e/v_o , а также экспериментальном исследовании макета корректора.

Исследуемые схемы устройств

Схема корректора ГВЗ на основе противонаправленного ответвителя показана на рис. 1. На рис. 2 изображена схема корректора на связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью, образующих транснаправленный ответвитель [3]. Устройства содержат отрезок связанных линий длиной l и элементы формирования ГВЗ с эквивалентными сопротивлениями Z_{r1} и Z_{r2} .

Анализ

Для анализа схем корректоров применен метод декомпозиции. Схемы устройств разбиты на составные части в виде каскадно включенных восьмиполосников. Расчет проводился по программе «Программа расчета частотных характеристик корректоров группового времени запаздывания на основе противонаправленных ответвителей» [11]. Каждая

часть описывается своей матрицей: a_{r1} и a_{r2} представляют матрицы передачи элементов формирования частотной зависимости группового времени запаздывания; \tilde{a} – матрица передачи связанных линий с потерями и неравной скоростью синфазных и противофазных волн. Используются выражения для матрицы \tilde{a} , полученные в работе [7].

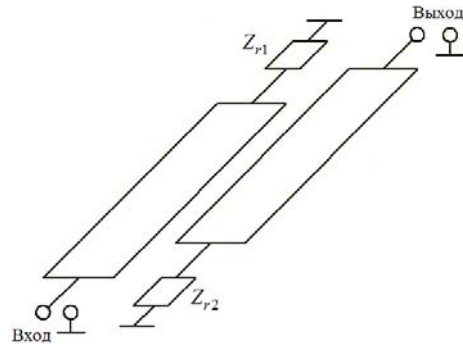


Рис. 1. Структурная схема корректора на связанных линиях с почти уравновешенной электромагнитной связью ($v_e \approx v_o$)

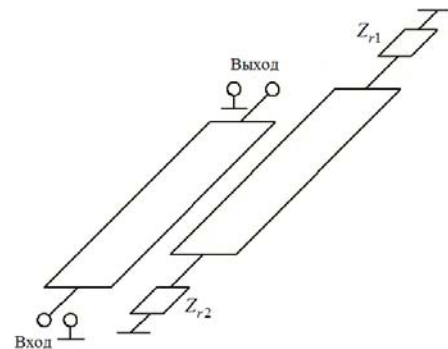


Рис. 2. Структурная схема на связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью ($v_e > v_o$)

Сравнение теоретических и экспериментальных характеристик

Расчет частотных характеристик волновых параметров в виде матрицы рассеяния проводился для двух вариантов исполнения отрезков связанных линий.

Вариант 1

Первичные параметры связанных линий следующие:

$$C = \begin{bmatrix} 182,04 & -136,38 \\ -136,38 & 182,04 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м;}$$

$$L = \begin{bmatrix} 0,36337 & 0,26950 \\ 0,26950 & 0,36337 \end{bmatrix}, \text{ нГн/м;}$$

$$R = \begin{bmatrix} 0,9 & 0,05 \\ 0,05 & 0,9 \end{bmatrix}, \text{ Ом/м;}$$

$$G = \begin{bmatrix} 0,001 & 0 \\ 0 & 0,001 \end{bmatrix}, \text{ См/м.}$$

Фазовые скорости синфазной волны (m/c) $v_e = 1,859 \cdot 10^8$, противофазной волны $v_o = 1,828 \cdot 10^8$, коэффициенты $k_C = 0,749$, $k_L = 0,742$, $k_C/k_L = 1,009$. Длина связанных линий $l = 89$ мм.

Рассчитаны и экспериментально измерены на стенде (рис. 3) частотные зависимости волновых параметров в виде матрицы рассеяния S .

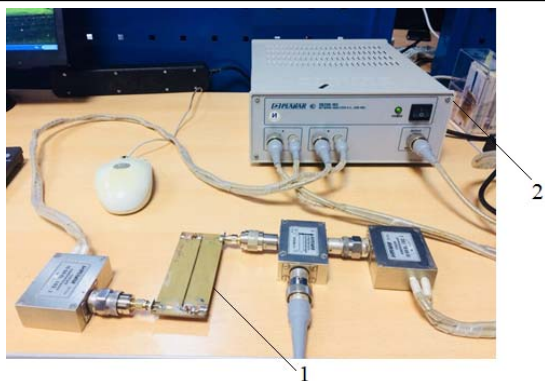


Рис. 3. Измерительный стенд: 1 – измеряемый корректор ГВЗ; 2 – векторный анализатор цепей

На рис. 4 показаны расчетная и экспериментальная зависимости вносимого ослабления $|S_{21}|$ корректора ГВЗ в частотном диапазоне до $f=1,0$ ГГц. Рисунок 4 иллюстрирует возвратные потери корректора ГВЗ, рис. 5 – фазовый сдвиг φ , а рис. 6 – групповое время запаздывания $\tau_{gd} = -\frac{\partial\varphi}{\partial\omega}$.

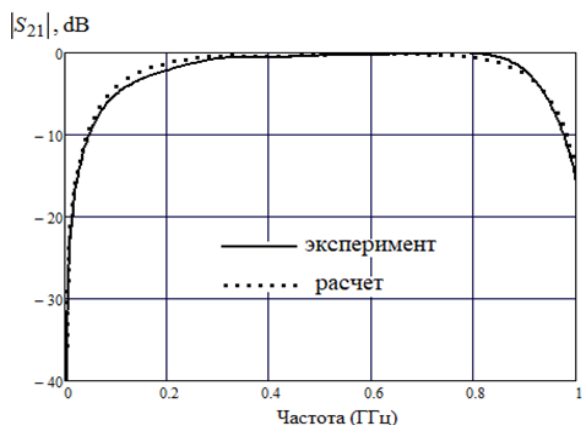


Рис. 4. Частотные зависимости вносимого ослабления корректора ГВЗ

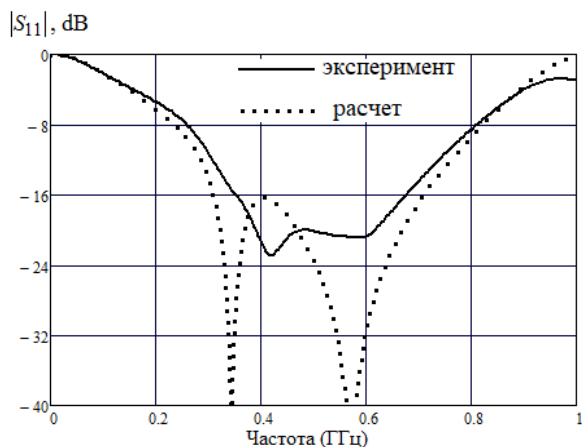


Рис. 5. Частотные зависимости возвратных потерь $|S_{11}|$ корректора ГВЗ

В качестве элементов формирования функции группового времени запаздывания $\tau_{gd}(f)$ исполь-

зовалась цепь на сосредоточенных элементах в виде последовательно включенных индуктивности 39 нГн и емкости 4,4 пФ. Частотная зависимость модуля сопротивления элемента $|z_r|$ показана на рис. 7.

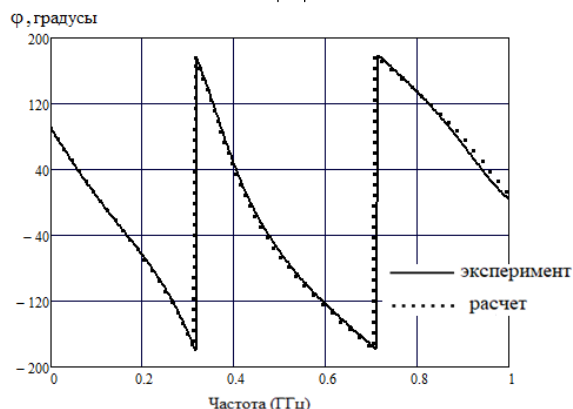


Рис. 6. Частотные зависимости фазовой задержки корректора ГВЗ

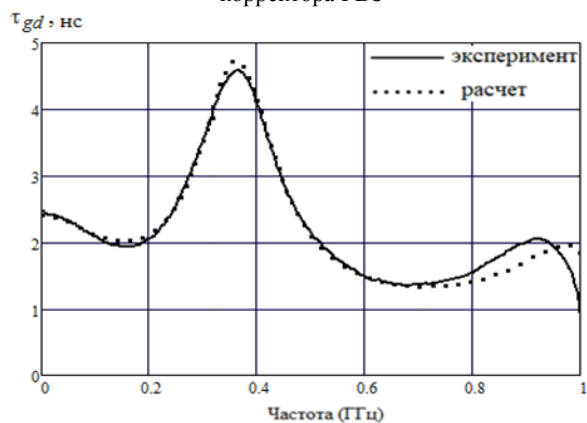


Рис. 7. Частотные зависимости $\tau_{gd}(f)$ корректора

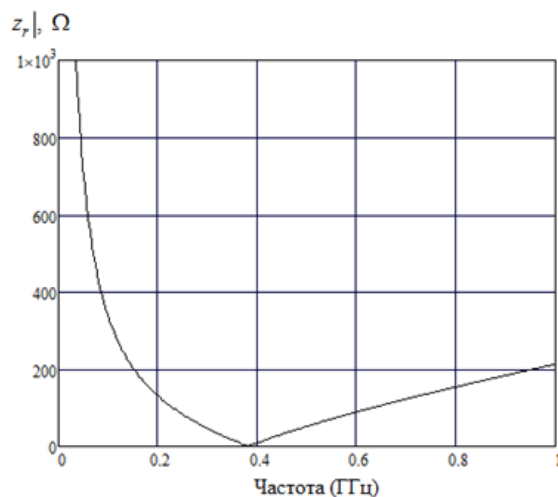


Рис. 8. Частотная зависимость модуля сопротивления элемента формирования $\tau_{gd}(f)$

Из сравнения рис. 7 и 8 мы видим совпадение максимума $\tau_{gd}(f)$ и минимума $|z_r|$. Это означает, что при малых значениях $|z_r|$ проявляется наибольшая чувствительность фазового сдвига φ (см. рис. 6) к изменению реактивной части z_r , так как именно

она в наибольшей степени изменяет φ и не вносит потери (рис. 5).

Вариант 2

Были изменены параметры связанных линий в сторону увеличения и уменьшения в следующих пределах $1,225 > v_e/v_o > 0,816$. Определялась частотная зависимость волновых параметров при крайних значениях v_e/v_o . На рис. 9–11 показаны частотные зависимости $|S_{11}|$, $|S_{21}|$ и $\tau_{gd}(f)$ при $v_e/v_o = 0,816$ (показаны точками.....) и $v_e/v_o = 1,225$ (показаны штрихпунктирной линией -·-·-·-).

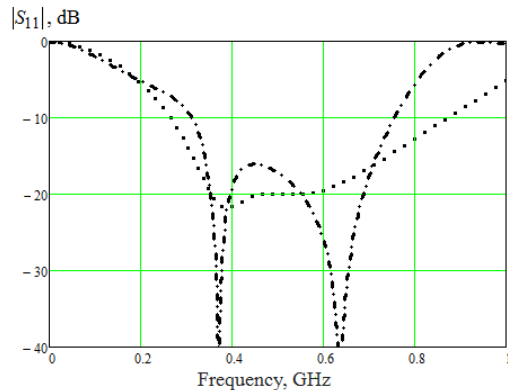


Рис. 9. Частотные зависимости возвратных потерь $|S_{11}|$ корректора ГВЗ при $v_e/v_o = 0,816$ (.....) и $v_e/v_o = 1,225$ (-·-·-·-)

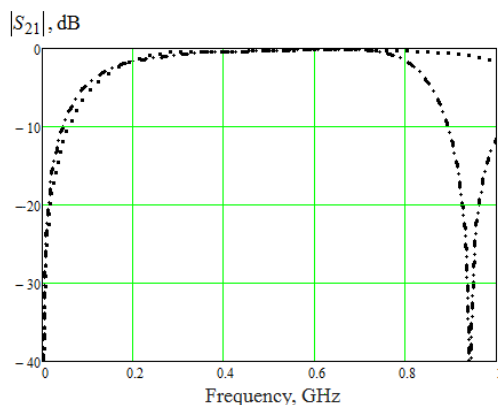


Рис. 10. Частотные зависимости вносимых потерь $|S_{21}|$ корректора ГВЗ

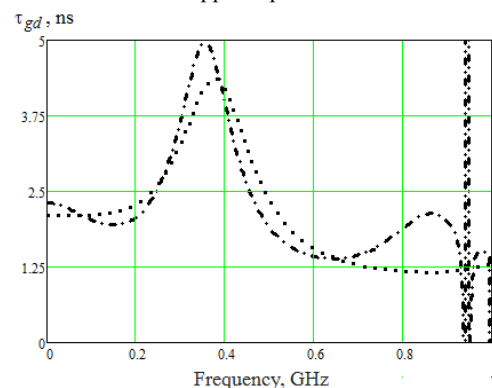


Рис. 11. Частотные зависимости $\tau_{gd}(f)$ корректора ГВЗ

Сравнивая показанные выше характеристики корректоров с различным отношением фазовых ско-

ростей, можем сделать вывод о не критичности влияния изменения v_e/v_o в связанных линиях противонаправленного ответвителя на основные параметры корректора. В рабочей полосе частот 0,35–0,7 ГГц возвратные потери составляют –18 дБ, вносимое затухание –0,5 дБ и перепад τ_{gd} около 3 нс. Результаты эксперимента (см. рис. 4–7) показывают близкие значения: $|S_{11}| < -14$ дБ, $|S_{21}| > -0,6$ дБ, перепад $\tau_{gd} > 3$ нс

Вариант 3

В работе [3] был описан транснаправленный ответвитель. Связанные линии такого ответвителя характеризуются отношением $v_e/v_o = 3$.

Были рассчитаны первичные погонные параметры таких линий:

$$C = \begin{bmatrix} 299,01 & -272,7 \\ -272,7 & 299,01 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м;}$$

$$L = \begin{bmatrix} 0,3212 & 0,1441 \\ 0,1441 & 0,3212 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м.}$$

Расчет волновых параметров проводился по формулам. Длина связанных линий взята такая же, как в предыдущих корректорах $l = 89$ мм. В качестве элемента формирования $\tau_{gd}(f)$ был взят последовательный колебательный контур, образованный индуктивностью 30 нГн, емкостью 1,5 пФ.

Частотные зависимости $|S_{11}(f)|$, $|S_{21}(f)|$, $\varphi(f)$ и $\tau_{gd}(f)$ показаны на рис. 12–14.

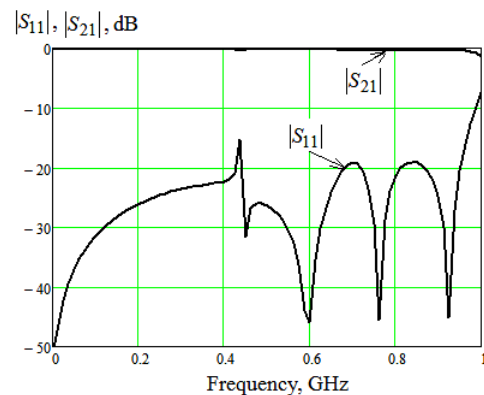


Рис. 12. Частотные зависимости вносимых и возвратных потерь корректора ГВЗ на основе транснаправленного ответвителя

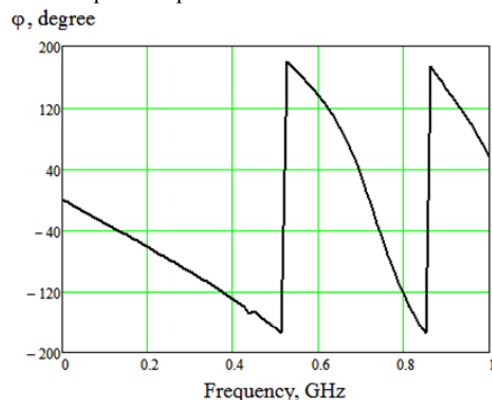


Рис. 13. Частотная зависимость вносимого фазового сдвига корректором ГВЗ

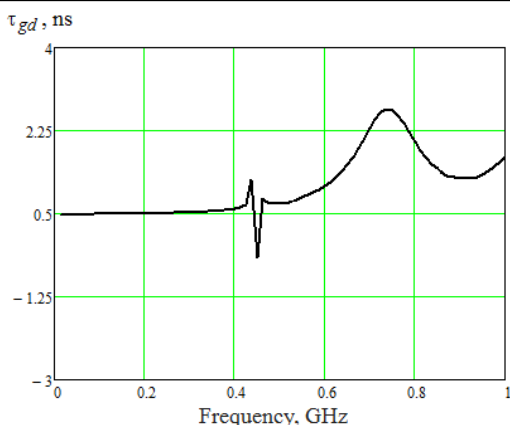


Рис. 14. Частотная зависимость группового времени запаздывания $\tau_{gd}(f)$ корректора ГВЗ на основе транснаправленного ответвителя

Вариант 4

Были рассчитаны волновые параметры корректора на связанных линиях с отношением $v_e/v_o = 3$ на основе противонаправленного ответвителя (см. рис. 1). Типичные для этого варианта частотные зависимости $|S_{11}(f)|$, $|S_{21}(f)|$, $\varphi(f)$ показаны на рис. 15, 16.

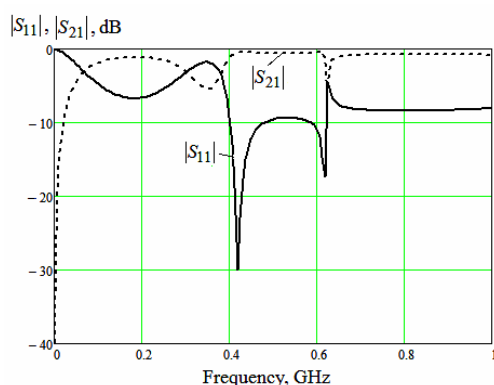


Рис. 15. Частотные зависимости вносимых и возвратных потерь корректора ГВЗ на основе противонаправленного ответвителя при $v_e/v_o = 3$.

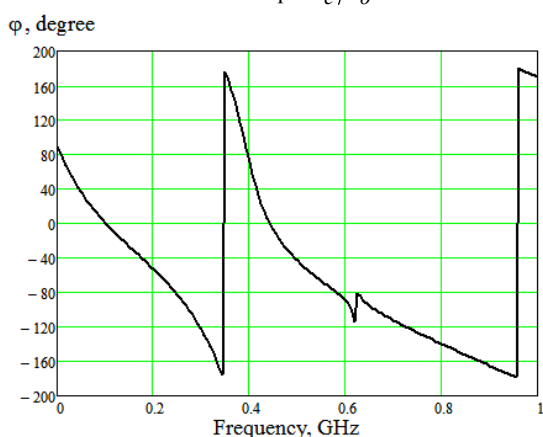


Рис. 16. Частотная зависимость вносимого фазового сдвига корректора ГВЗ на основе противонаправленного ответвителя при $v_e/v_o = 3$.

Как видно из анализа рис. 15, 16, произошло сужение полосы рабочих частот почти в 2 раза. При

этом возвратные потери не лучше -10 дБ. Это объясняется большой разницей фазовых скоростей волн, распространяющихся в связанных линиях. Подтверждение данного утверждения можно найти в работе [3] на примере анализа характеристик транснаправленного ответвителя. Однако следует заметить, что в отношении корректоров ГВЗ изменение v_e/v_o на столь критично сказывается на их параметрах. Но при этом целесообразно использовать две схемы включения элементов формирования частотной зависимости ГВЗ (см. рис. 1 и 2) в зависимости от степени неуравновешенности связи.

Заключение

Таким образом, решена задача анализа корректоров, построенных на основе связанных полосовых линий с неуравновешенной электромагнитной связью. Показано, что вариация степени неуравновешенности электромагнитной связи не сопровождается исчезновением возможности получать перепад $\tau_{gd}(f)$ при приемлемых возвратных потерях и минимальных вносимых потерях. Подбор параметров элементов формирования частотной зависимости ГВЗ и переход к другой схеме их включения компенсирует изменение неуравновешенности связи. Показано, что в схемах на основе противонаправленных ответвителей возможно 20% изменение отношения v_e/v_o без ухудшения параметров корректоров. Как известно, такое изменение v_e/v_o для противонаправленных ответвителей является критичным. Значительное увеличение неуравновешенности связи (до $v_e/v_o = 3$) приводит к резкому снижению полосы рабочих частот, но переход к схеме включения по рис. 2 позволяет даже увеличить полосу пропускания по критерию минимальных вносимых потерь.

Благодарности

Авторы приносят благодарность С.А. Артищеву и Е.И. Тренкалю за помощь в проведении экспериментальных измерений, которые проведены на базе ЦКП «Импульс».

Работа поддержана финансово Министерством образования и науки РФ, соглашение 14.577.21.0279 от 26.09.2017, идентификатор RFMEFI57717X0279.

Литература

- Hui-Ling Ting, Sen-Kuei Hsu and Tzong-Lin Wu, Broadband Eight-Port Forward-Wave Directional Couplers and Four-Way Differential Phase Shifter // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2018. – Vol. 66, Is. 5. – P. 2161–2169.
- Pablo Alcon; Nuria Esparza; Luis Fernando Herran; Fernando Las-Heras, Analysis and design of a directional coupler with integrated matching network for reflective-type phase shifters // 46th European Microwave Conference (EuMC). – 2016. – P. 659–662.
- Sychev A.N., Struchkov S.M., Putilov V.N., Rudyi N.Yu. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit // European Microwave Conference (EuMC). – 2015. – P. 283–286.
- Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Yu., Salnikov A.S. Modeling of the Vertically Installed Planar Coupled

Lines by the Numerical Conformal Transformation Technique // IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO). – 2017. – P. 106–108.

5. Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Yu. Synthesis of an ideal phase ratio for a coupled-line coupler with a given type of directionality // Doklady TUSUR. – 2017. – Vol. 20, № 2. – P. 15–18.

6. Vlostovskiy E.G. Theory of coupled transmission lines: Telecommun. and Radio Engrg. – April, 1967. – Vol. 21. – P. 87–93.

7. Vorob'ev P.A., Malyutin N.D., Federov V.N. Quasi-T-waves in devices using coupled strip lines with unbalanced electromagnetic coupling // Radio Engineering and Electronic Physics (English translation of Radiotekhnika i Elektronika). – 1982. – № 27 (9) – P. 38–44.

8. Jungje Ha; Woongjae Shin, Yongshik Lee. An Inductive-Loading Method for Directivity Enhancement of Microstrip Coupled-Line Couplers // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2017. – Vol. 27, Is. 4. – P. 356–358.

9. Lu Wang, Gang Wang, Johan Sidén. Design of High-Directivity Wideband Microstrip Directional Coupler With Fragment-Type Structure / IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2015. – Vol. 63, No. 12. – P. 3962–3970.

10. Malyutin N.D., Gusev A.N., Rovkin M.E. et al. Optimization of frequency dependence of group time delay at the transmitting paths of the radar by the application of equalizers // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). – 2018. – P. 1–4.

11. Малютин Н.Д., Шарабудинов Р.М. Программа расчета частотных характеристик корректоров группового времени запаздывания на основе противонаправленных ответвителей. Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ №2018661338. Дата поступления: 27.08.18. Дата регистрации: 06.09.2018.

Малютин Николай Дмитриевич

Д-р техн. наук, профессор каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: ndm@main.tusur.ru

Шарабудинов Рахматилло Махмудович

Магистрант каф. РТС ТУСУРа
Эл. почта: Sharabudinov0606@gmail.com

Андреев Андрей Вадимович

Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: Andreyev801@gmail.com

УДК 621.317.79

А.Ю. Дракин, А.Н. Школин

Применение тестового оборудования для автопостроения поведенческих моделей интегральных микросхем регуляторов напряжения

Предложен подход к автоматизированному формированию поведенческих моделей микросхем линейных стабилизаторов напряжения посредством использования измерительного тестового оборудования на базе предложенного авторами программно-аппаратного комплекса. Использование данного подхода при разработке электронных устройств может позволить сократить временные и интеллектуальные затраты на этапе моделирования устройств, что на сегодня особенно актуально при подготовке к изготовлению новых образцов электронных устройств.

Ключевые слова: измерение параметров микросхем, тестер микросхем, SPICE-модель, поведенческая модель, VHDL-AMS, идентификация параметров модели.

Системы автоматизированного контроля параметров интегральных микросхем являются сегодня неотъемлемой составляющей процесса производства интегральных микросхем. Особенно это важно для аналоговых микросхем, в частности таких, как регуляторы напряжения, используемые в блоках питания электроаппаратуры зачастую в условиях значительных температурных воздействий. С другой стороны, для ускорения процесса разработки новых электронных устройств увеличивается роль моделирования, для чего необходимо иметь в распоряжении инженеров адекватные модели микросхем.

В общем случае процесс разработки указанных моделей является довольно сложным и требующим высокой квалификации разработчиков.

Целью данной работы является оценка возможности автоматизации процесса синтеза поведенче-

ских моделей посредством использования тестового измерительного оборудования, применяемого при контроле параметров микросхем. Задача автоматизации идентификации параметров модели рассмотрена на примере линейного регулятора напряжения.

Проблематика

На сегодня выделяются два наиболее широко применяемых варианта практической реализации моделей аналоговых микросхем: SPICE-модели и поведенческие модели (ПМ). Первый вариант моделей условно можно разделить на два типа: модели транзисторного уровня и макромоделли. Данное разделение исторически сложилось вследствие постоянной необходимости поиска компромисса между вычислительной сложностью модели и ее адекватностью реальным физическим процессам. Основным их недостатком является сложность реализации

алгоритмических последовательностей функционирования микросхем, так как все SPICE-модели в первую очередь являются топологическим описанием электрических схем. Второй тип моделей лишен данного недостатка, так как при описании моделей применяются высокоуровневые языки описания аппаратуры, и в частности VHDL (от англ. Very-High-Speed Hardware Description Language), Verilog, SystemC.

Для описания ПМ авторами был выбран язык VHDL-AMS в соответствии со стандартом IEEE 1076.1 [1]. Данный язык является разновидностью языка VHDL, который широко применяется при раз-

работке цифровых электронных устройств, однако в отличие от него позволяет описывать смешанные поведенческие модели – AMS (от англ. Analog and Mixed Signal), что также подходит для описания мультидисциплинарных моделей. Это дает возможность выполнить моделирование взаимосвязанных электрических и тепловых параметров [2–6] для микросхем.

Описание эксперимента

Для экспериментального определения параметров микросхем линейных регуляторов напряжения и автопостроения их ПМ авторами создан измерительный аппаратно-программный комплекс (рис. 1).

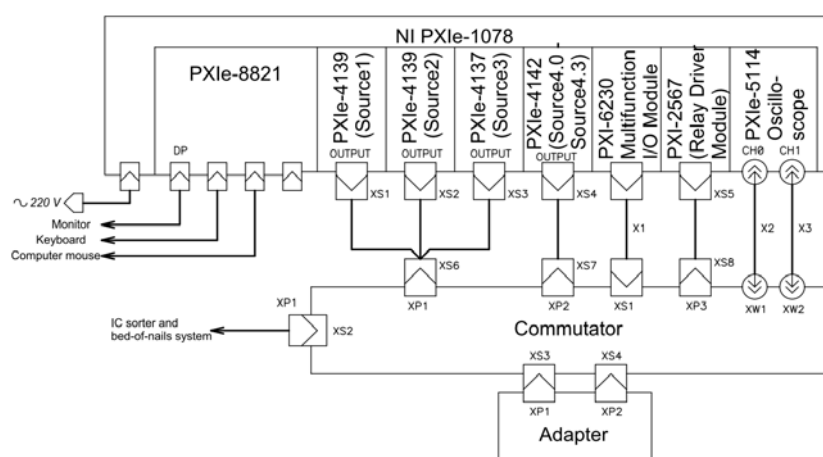


Рис. 1. Структурная схема аппаратной части установки

В состав аппаратной части установки входит PXIe-крейт с модулями источников-измерителей, двухлучевым осциллографирующим модулем, многофункциональным модулем и модулем дискретных выходов фирмы National Instruments, к которым кабелями присоединяется плата коммутатора, в верхней части которого располагается фронт-адаптер, содержащий необходимые элементы, расположенные вблизи корпуса микросхемы (рис. 2). Для различных типов корпуса микросхем применяются отдельные фронт-адаптеры с соответствующими контактирующими устройствами.

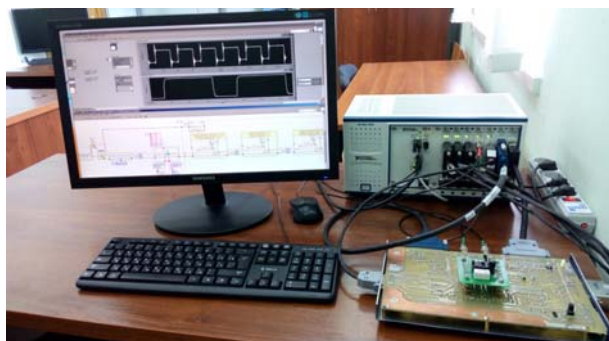


Рис. 2. Внешний вид установки

Программная часть установки состоит из трех основных уровней. Нижний уровень используется для непосредственного управления модулями PXIe-крейта. На среднем уровне реализуются алгоритмы

определения конкретных параметров измерения электрических параметров микросхемы, установленной во фронт-адаптере установки. Верхний уровень программного обеспечения реализует алгоритмы определения параметров модели микросхемы, а также графический интерфейс.

В качестве примера была выбрана микросхема MC79M05 фирмы On Semiconductor [7]. Данная микросхема представляет собой линейный регулятор отрицательного напряжения уровня -5 В с максимальным выходным током 500 мА.

На первоначальном этапе разработки структуры ПМ (рис. 3) была проанализирована SPICE-модель транзисторного уровня указанной микросхемы. В итоге для идентификации параметров ПМ с помощью разработанного измерительного комплекса были отобраны следующие параметры: выходное напряжение, минимальное падение напряжения, коэффициент подавления пульсаций (PSRR), частота среза PSRR, выходной максимальный ток.

Выходное напряжение на участке стабилизации в установке определяется путем подачи линейно нарастающего входного напряжения. При этом анализируются осциллограммы выходного напряжения с целью поиска участка с минимумом первой производной по времени.

Минимальное падение напряжения определяется как разница входного и выходного напряжения в начале участка, вычисленного ранее при нахождении выходного напряжения на участке стабилизации.

Коэффициент подавления пульсаций (PSRR) и частота среза PSRR определяются посредством снятия частотной зависимости амплитуды пульсации на выходе микросхемы. Для этого с модуля источников-измерителей на вход микросхемы подается напряжение с фиксированной постоянной составляющей и наложенной на него пульсацией синусоидальной формы. Частота пульсаций меняется в диапазоне порядка 10 Гц – 50 кГц с шагом порядка 10 точек на декаду.

Выходной максимальный ток определяется при подключении на выход микросхемы электронной нагрузки, реализованной с использованием модуля источника-измерителя.

Для качественной верификации ПМ были проанализированы осциллограммы выходных напряжений и частотные зависимости коэффициента подавления пульсаций, полученные в среде моделирования SystemVision Cloud фирмы Mentor Graphics. Временные диаграммы выходного напряжения приведены на рис. 4. Также на рис. 5 приведены частотные характеристики коэффициента подавления пульсаций. Полученные результаты очень хорошо согласуются с результатами, полученными с использованием SPICE-модели и экспериментальными данными, полученными на опытной установке.

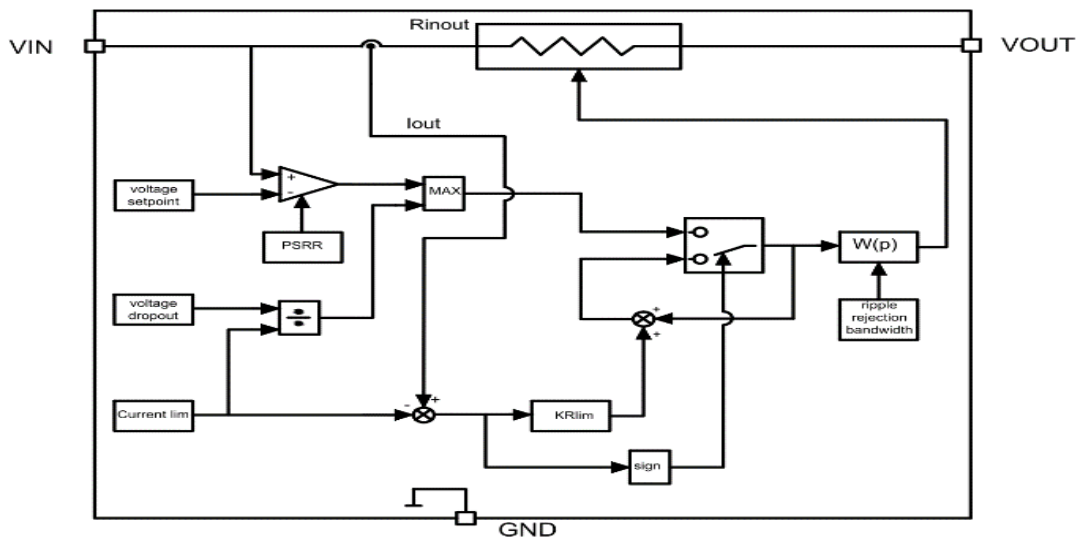
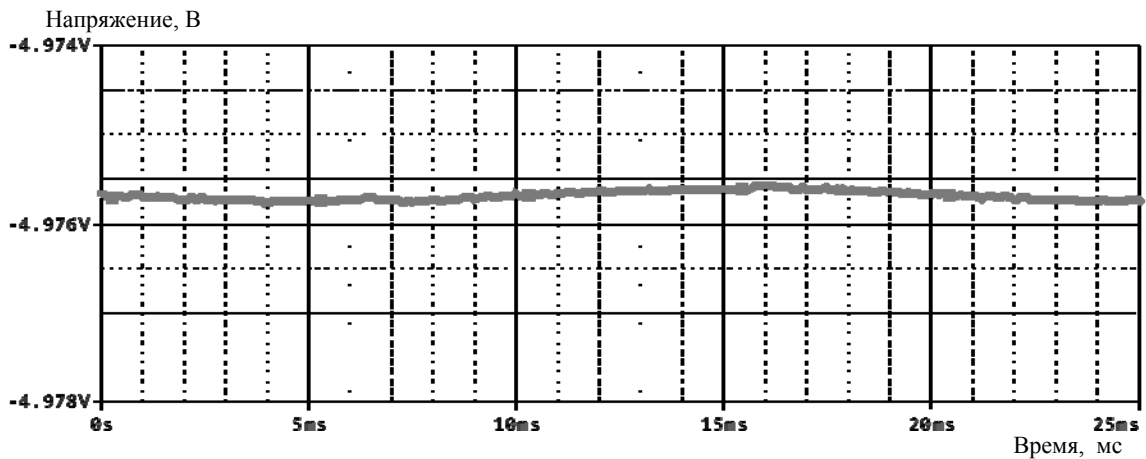
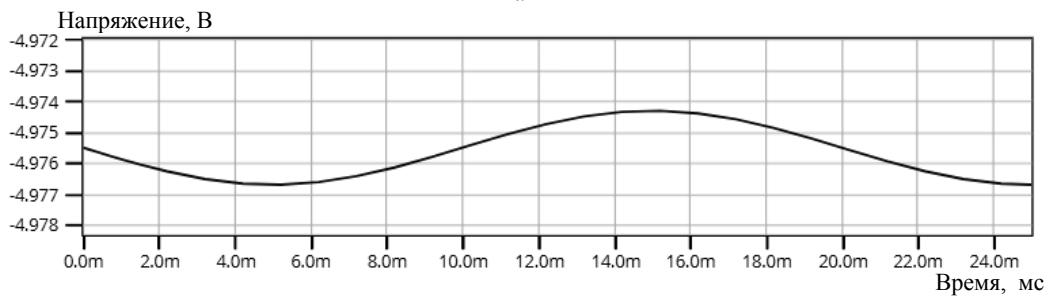


Рис. 3. Структурная схема поведенческой модели



a



б

Рис. 4. График выходного напряжения, полученный посредством SPICE-модели, – *a*; поведенческой модели – *б*

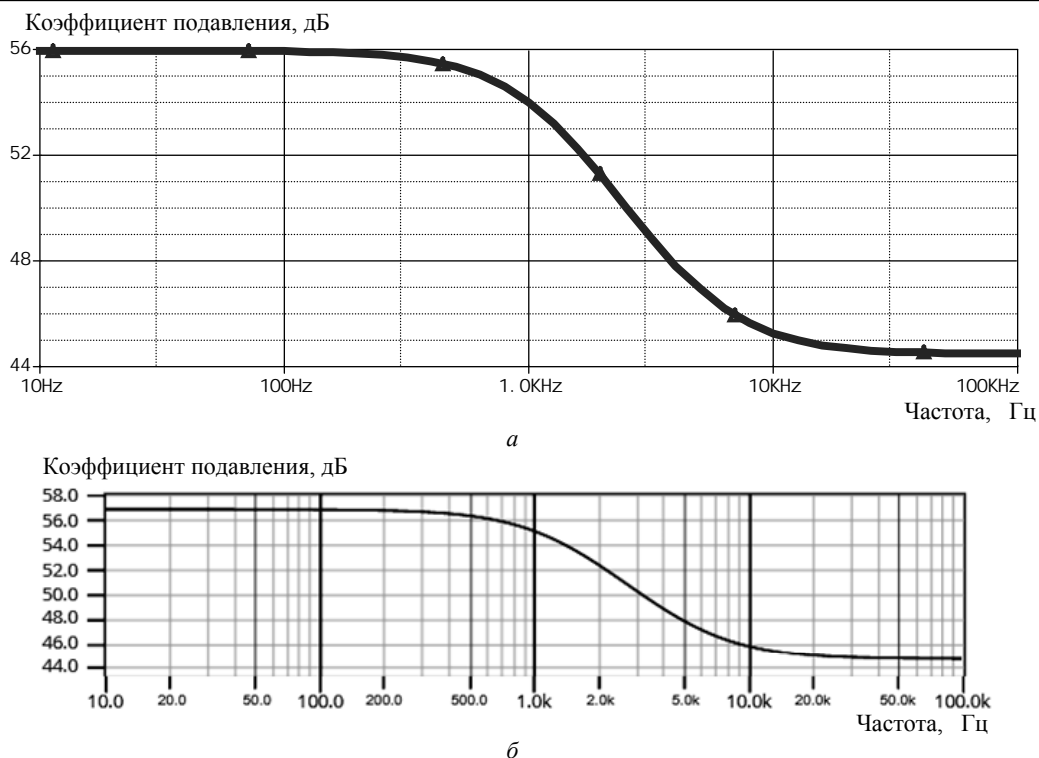


Рис. 5. ЛАЧХ коэффициента подавления пульсаций, полученная посредством SPICE-модели, – а; поведенческой модели – б

Заключение

Получены результаты, совпадающие с экспериментальными данными и со SPICE-моделью транзисторного уровня. Полученная ПМ практически не уступает по точности SPICE-модели транзисторного уровня и при прочих равных условиях требует меньших вычислительных ресурсов, что зачастую не требует индивидуальной «тонкой» настройки решателя среды моделирования, как в SPICE-ориентированных средах моделирования.

Дополнительно авторами ведутся работы по идентификации переходного сопротивления кристалл–корпус с помощью созданного комплекса, что позволит в дальнейшем реализовать автопостроение мультидисциплинарных ПМ.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.1729.2017/4.6).

Литература

1. IEEE standard VHDL analog and mixed-signal extensions: approved 18 March 1999. – New York: Inst. of Electrical and Electronics Engineers, 1999. – 303 p.
2. Ashenden P.J. The system designer's guide to VHDL-AMS: analog, mixed-signal, and mixed-technology modeling / P.J. Ashenden, G.D. Peterson, D.A. Teegarden. – San Francisco: Morgan Kaufmann, 2002. – 800 p.
3. Advances in design and specification languages for SoCs: selected contributions from FDL'04 / Ed. by P. Boulet. – Dordrecht, The Netherlands: Springer, 2005. – 305 p.

4. Cooper S. Introduction To The VHDL-AMS Modeling Language / S. Cooper, Mentor Graphics // Denver Chapter IEEE Power. Electron. Soc. – URL: http://www.denverpels.org/Downloads/Denver_PELS_20071113_Cooper_VHDL-AMS.pdf (дата обращения: 05.07.2018).

5. Karimi G.R. Behavioral modeling and simulation of semiconductor devices and circuits using VHDL-AMS / G.R. Karimi, S. Mirzakuchaki // Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering. – 2008. – Vol. 4, № 4. – P. 165–175.

6. Pêcheux F. Modeling and simulation of multi-discipline systems using bond graphs and VHDL-AMS / F. Pêcheux et al. // Proceedings of the International Conference on Bond Graph Modeling and Simulation (ICBGM). – New Orleans, Louisiana. – 2005. – P. 149–155.

7. MC79M00 Series. 500 mA Negative Voltage Regulators. – URL: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MC79M00-D.pdf> (дата обращения: 05.08.2018).

Дракин Александр Юрьевич

Канд. техн. наук, с.н.с. науч.-исслед. лаб. автоматизи, телемеханики и метрологии
Брянского гос. техн. ун-та (БГТУ)
Эл. почта: ada108@yandex.ru

Школин Алексей Николаевич

Науч. сотр. науч.-исслед. лаб. автоматизи, телемеханики и метрологии БГТУ
Эл. почта: uxe@yandex.ru

М.П. Сухоруков, Н.А. Шаляпина, Д.С. Торгаева

Метод математической обработки ваттметрограмм для диагностики состояния установок штангового глубинного насоса

Рассматриваются вопросы повышения уровня автоматизации нефтедобывающих скважин, эксплуатируемых штанговыми глубинными насосами. Авторами предлагается метод математической обработки ваттметрограмм для диагностики оборудования и классификации вида возникшей неисправности в зависимости от значения диагностического коэффициента. Приводится соответствующий алгоритм работы, который может быть интегрирован в контроллеры станции управления.

Ключевые слова: ваттметрограмма, алгоритм диагностики, неисправность, активная мощность, установка штангового глубинного насоса.

За последнее время в нефтедобывающей отрасли среди всех возможных типов насосных установок наибольшую востребованность имеют установки штангового глубинного насоса (УШГН). Обусловлено это по нескольким причинам: во-первых, УШГН могут применяться в сложных условиях эксплуатации, связанных как с климатическими условиями, так и геологическими особенностями текущего местоположения скважины [1]. Основными составляющими УШГН являются:

1. Наземное оборудование: станок-качала, устье оборудование и электродвигатель.

2. Внутрискважинное оборудование: штанговый глубинный насос (ШГН), насосно-компрессорные трубы и насосные штанги.

На месторождениях, эксплуатируемых долгое время, насосное оборудование часто бывает сильно изношено, а высокие вибрационные и ударные нагрузки могут привести к различным неисправностям как во внутрискважинном, так и наземном оборудовании [2]. По причине того, что скважины рассредоточены на обширных территориях, доступ к ним ремонтных бригад бывает затруднен, поэтому актуален дистанционный режим мониторинга. Данный режим должен гарантировать оперативное обнаружение неисправностей и точно определять их тип. Диапазон возможных неисправностей, характерных при эксплуатации УШГН, достаточно широкий и может относиться к составляющим и внутрискважинного, и наземного оборудования. В связи с этим, вопросы внедрения современных методов и средств технического контроля и диагностирования УШГН представляют большой интерес [3].

Основа существующих методов диагностики работы штангового глубинного насоса базируется на построении и анализе зависимостей, отражающих изменение и характер процессов, протекающих в механической либо электрической частях УШГН. Как правило, обеспечение информацией для реализации данных методов происходит за счет оснащения установки датчиками технологических параметров (ДТП), состав которых определяется в зависимости от особенностей месторождения, типа насоса и требований нефтедобывающей компании [4].

Дать описание текущего состояния внутрискважинного оборудования может график изменения нагрузок, действующих на полированный шток станка-качалки в течение одного ее хода, также называемый динамограммой [5]. Состав ДТП в таком случае должен включать датчик нагрузки и датчик положения. Однако методы анализа динамограмм не отличаются высокой достоверностью полученных результатов, поскольку имеют вероятностный характер, обусловленный возможными помехами, сопровождающими полезный сигнал из-за вибрационного и ударного характера движения насоса. А также из-за высокой стоимости далеко не все скважины могут быть оборудованы данным типом датчиков.

Наиболее достоверная информация о состоянии УШГН может быть получена в результате анализа ваттметрограммы – графика зависимости значений активной мощности, потребляемой электродвигателем за один период качания станка-качалки, от времени. При этом нет необходимости в использовании преобразователей механических величин в электрический сигнал, так как используются только датчики электрических параметров, устанавливаемые на валу электродвигателя. Кроме того, ваттметрограммы несут информацию не только о подземной, но и о наземной частях УШГН [6].

В данной работе авторами предложен метод математической обработки ваттметрограмм для диагностики состояния УШГН и классификации обнаруженных неисправностей.

Метод математической обработки ваттметрограмм

Исходными данными для анализа являются значения сигналов тока и напряжения одной фазы двигателя. На каждом шаге дискретизации рассчитываются значения мощности (1), образующие ваттметрограмму активной мощности (рис. 1):

$$P(t_j), j=1, \dots, M, \quad (1)$$

где M – число дискретных отсчетов мощности за цикл измерения; $P(t_j)$ – значение мощности, измеренное в j -й момент времени, Вт.

Для дальнейшей диагностики, с целью повышения достоверности определения технического состояния УШГН, производится предварительная

обработка текущей ваттметрограммы. Методом наименьших квадратов строится сглаженная ваттметрограмма. Таким образом, удается снизить влияние шумовой составляющей сигнала (рис. 2).

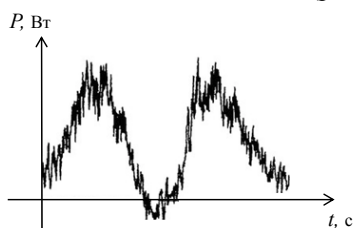


Рис. 1. Ваттметрограмма

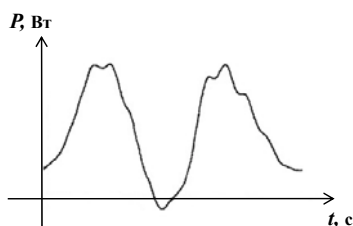


Рис. 2. Сглаженная ваттметрограмма

Через те же дискретные промежутки времени измеряется скорость изменения мощности установки $\dot{P}(t_j)$ (рис. 3) и строится фазовая кривая (рис. 4).

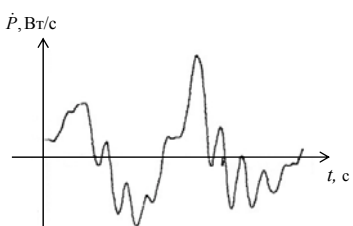


Рис. 3. График скорости изменения мощности

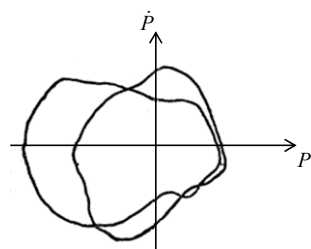


Рис. 4. Фазовая кривая

Ваттметрограмма в плоскости (P, \dot{P}) имеет вид замкнутой кривой, каждая j -я точка которой $j=1, \dots, M$ имеет координаты $(P(t_j), \dot{P}(t_j))$, при этом

$$\theta(t_j) = \frac{j \cdot 2 \cdot \pi}{M}, \quad (2)$$

где $\theta(t_j)$ – угол наклона вектора длиной $\sqrt{P^2(t_j) + \dot{P}^2(t_j)}$, соединяющего точки $(0,0)$ и $(P(t_j), \dot{P}(t_j))$, к оси OP .

Средние значения синуса C и косинуса S угла наклона к оси OP будут являться координатами сглаженной ваттметрограммы в фазовой плоскости (C, S) (3)–(4):

$$C = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \sin(\theta(t_j)) = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \frac{P(t_j)}{\sqrt{P^2(t_j) + \dot{P}^2(t_j)}}, \quad (3)$$

$$S = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \cos(\theta(t_j)) = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \frac{\dot{P}(t_j)}{\sqrt{P^2(t_j) + \dot{P}^2(t_j)}}. \quad (4)$$

Длина вектора $R = \sqrt{C^2 + S^2}$, соединяющего точки с координатами $(0,0)$ и (C,S) , представляет собой диагностический коэффициент, характеризующий состояние УШГН.

Для определения зависимости величины диагностического коэффициента от присутствия той или иной неисправности предварительно теоретически были получены фазовые кривые, соответствующие той или иной неисправности скважинной установки, и значения диагностических коэффициентов в каждом случае.

На рис. 5 изображены примеры фазовых кривых для некоторых диагностируемых видов неисправностей штанговой насосной установки.

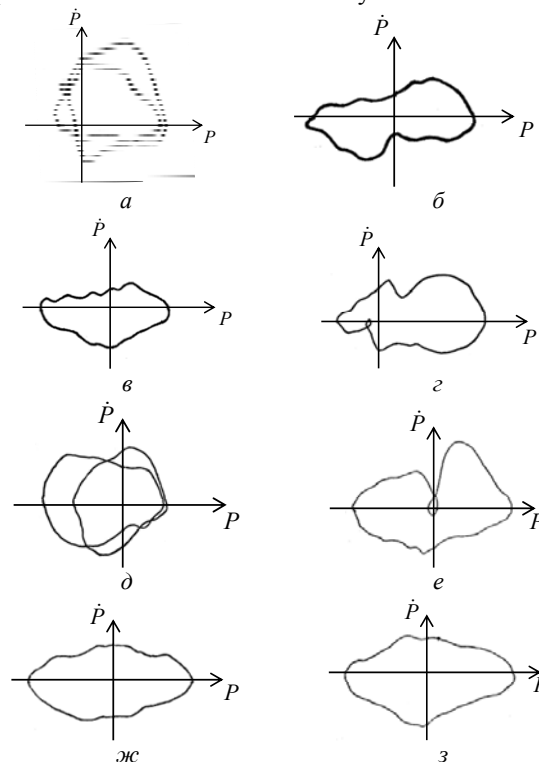


Рис. 5. Фазовые кривые некоторых видов неисправностей: а – нормальная работа; б – выход из строя приемного клапана; в – выход из строя нагнетательного клапана; з – обрыв штанг посередине; д – обрыв штанг у полированного штока; е – заклинивание плунжера в нижней части; жс – заклинивание плунжера в верхней части; з – заклинивание плунжера в средней части

Значения диагностических коэффициентов для полученных теоретических фазовых кривых приведены в таблице.

Сравнение значения R диагностируемой ваттметрограммы с эталонными значениями позволяет сделать вывод о работе насоса и диагностировать тип неисправности.

Эмпирические значения диагностических коэффициентов

Тип неисправности	R
1) Нормальная работа	0,661
2) Выход из строя приемного клапана	0,0821
3) Выход из строя нагнетательного клапана	0,0556
4) Обрыв штанг посередине	0,0024
5) Обрыв штанг у полированного штока	0,0074
6) Заклинивание плунжера в нижней части	0,0336
7) Заклинивание плунжера в верхней части	0,0457
8) Заклинивание плунжера в средней части	0,0611
9) Обрыв ремней	0,0032
10) Биения в редукторе	0,0084
11) Разбаланс противовесов	0,0065

Блок-схема алгоритма работы диагностической системы представлена на рис. 6.

Заключение

Таким образом, ваттметрограмма является источником, обеспечивающим достаточной информацией о состоянии как скважинного, так и наземного оборудования УШГН.

Разработанная авторами модель математической обработки ваттметрограмм позволяет повысить достоверность определения конкретного вида неисправности, так как за счет сглаживания и измерения скорости изменения мощности установки оказывается возможным сравнение практической фазовой кривой с фазовыми кривыми теоретических ваттметрограмм.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проекта ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», Соглашение № 14.574.21.0157 (уникальный идентификатор RFMEFI57417X0157).

Литература

1. Моделирование усилий на полированном штоке штангового глубинного насоса для добычи нефти / Д.С. Торгаева, М.П. Сухоруков, Ю.А. Шиняков, Н.А. Шаляпина // Матер. конф. «Новые информационные технологии в исследовании сложных структур». – Томск: Изд. дом ТГУ, 2018. – 52 с.

2. Торгаев С.Н. Перспективы использования искусственных нейронных сетей для диагностики и управления техническими объектами / С.Н. Торгаев, Н.А. Шаляпина, М.П. Сухоруков, Д.С. Торгаева // Матер. конф. «Новые информационные технологии в исследовании сложных структур». – Томск: Изд. дом ТГУ, 2018. – С. 20.

3. Хакимьянов М.И. Интеллектуальная система управления электроприводом штанговой глубиннонасосной установки / М.И. Хакимьянов, Р.А. Семисынов, Е.С. Киселев // Нефтегазовое дело. – 2015. – Т. 13. – № 4. – С. 226–233

4. Цапко И.В. Метод диагностирования штанговых глубинных насосных установок: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 1999.

5. Сухоруков М.П. Сравнительный анализ методов определения динамического уровня жидкости в межтрубном пространстве нефтяной скважины / М.П. Сухоруков, Д.С. Торгаева, В.В. Мамлина // Электронные средства и системы управления. – 2017. – № 1-1. – С. 178–181.

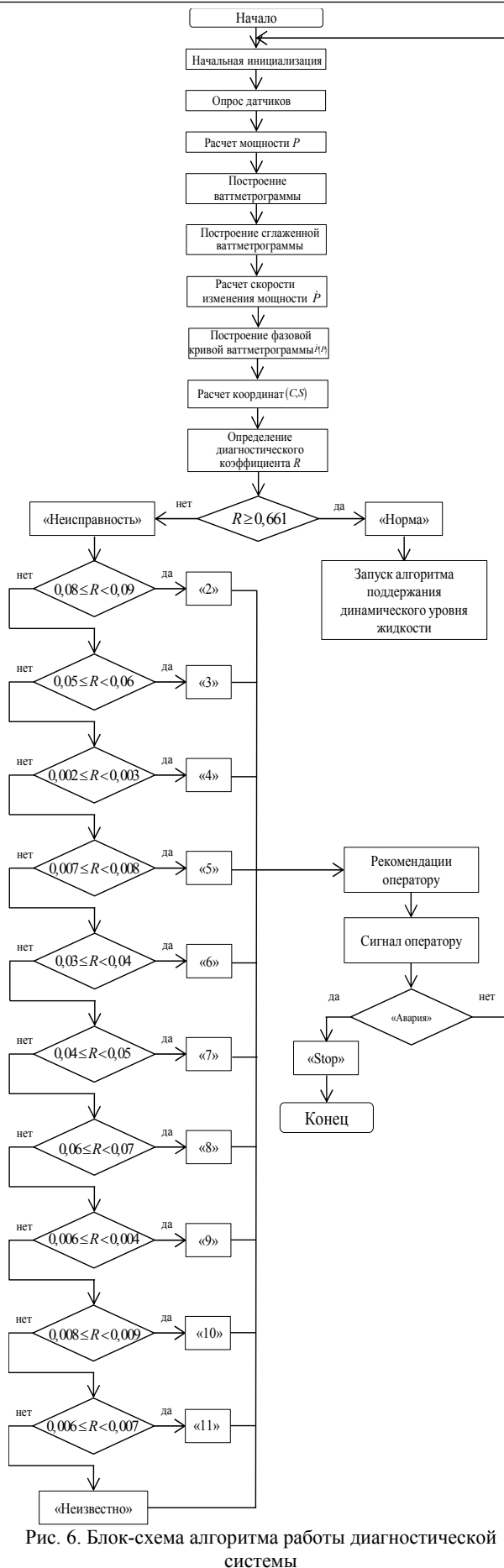


Рис. 6. Блок-схема алгоритма работы диагностической системы

6. Батракова В.Ю. Расчет дебита нефтяных скважин по данным ваттметрограмм / В.Ю. Батракова, З.Р. Уразбахтина // Вестник магистратуры. – 2017. – № 5-2 (68). – С. 130–132

Шалыпина Наталия Андреевна
Инж. лаб. цифровых систем управления
НИИ космических технологий ТУСУРа
Эл. почта: nat.shalyapina@gmail.com

Сухоруков Максим Петрович
Зав. лаб. цифровых систем управления
НИИ космических технологий ТУСУРа
Эл. почта: max_sukhorukov@mail.ru

Торгаева Дарья Сергеевна
Мл. науч. сотр. лаб. цифровых систем управления
НИИ космических технологий ТУСУРа
Эл. почта: belial1349@mail.ru

УДК 621.317.3

А.Е. Здрок, С.А. Артищев, Н.С. Труфанова, А.Г. Лоцилов

Разработка макетной платы для выполнения зондовых измерений характеристик СВЧ-элементов, изготовленных методом принтерной печати

Представлены результаты разработки макета печатной платы, предназначенной для измерения параметров тонкопленочных элементов СВЧ, изготовленных методом печати. Приведены результаты моделирования элементов печатной платы. Представлены экспериментальные исследования готового образца.

Ключевые слова: макет, диагностика, зондовые измерения, печатная электроника, СВЧ.

В [1, 2] отражены основные результаты работ коллективов ТУСУРа и СФТИ при НИ ТГУ по созданию отечественной печатной технологии изготовления полноцветных OLED-матриц.

В рамках проведенных исследований были решены следующие основные задачи, характерные как для полотерного способа печати матриц органических светоизлучающих диодов, так и для печатной технологии в целом:

- минимизация изменения концентрации функциональных растворов в процессе печати [3, 4];
- обеспечение оптимальных параметров отжига электропроводящих пленок [5, 6];
- повышение повторяемости печати [7];
- обеспечение стабильности температурных режимов чернил и подложек [8, 9];
- оптимизация устройств дозирования функциональных растворов [10];
- экспериментальные исследования параметров микрополосковой линии передач, изготовленной методом печати [11].

Задачей настоящей работы является создание измерительной оснастки для оценки частотных характеристик элементов СВЧ-устройств, выполненных по печатной технологии.

Для повышения повторяемости измерений и минимизации систематической ошибки, обусловленной рассогласованием на входах/выходах измеряемых элементов, принято решение разработать макетную плату, позволяющую реализовать зондовые измерения частотных характеристик СВЧ-элементов.

Требования к макетной плате

К макетной плате предъявляются следующие требования:

- материал подложки – ВК-96;
- размеры подложки – $60 \times 48 \times 0,5$ мм;
- макет должен содержать калибровочные меры (холостой ход, короткое замыкание, линия передачи) в компланарном исполнении, совместимые с зондами Cascade Microtech APC40-A H924V;
- макет должен содержать тестовые двухполюсники, выполненные в виде планарных конденсаторов различной емкости;
- контактные площадки для измерения четырехполюсников и многополюсников в микрополосковом исполнении;
- обеспечить режим проведения измерений в диапазоне частот до 10 ГГц.

Моделирование

В результате электродинамического моделирования была разработана топология макетной платы, приведённая на рис. 1.

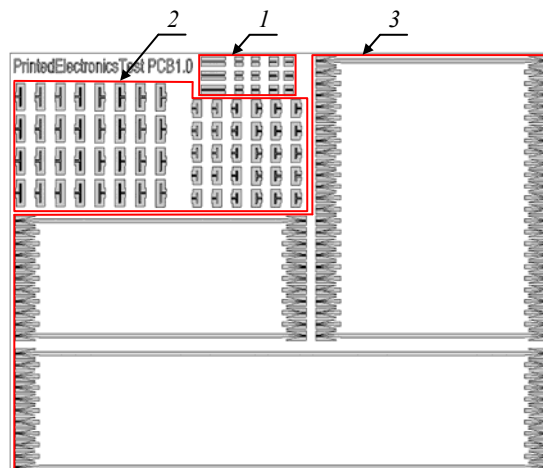


Рис. 1. Топология макетной платы

Выдержаны следующие параметры контактных площадок для зондовых измерений: ширина сигнального проводника – 100 мкм, ширина заземленного проводника – 400 мкм, зазор между проводниками – 50 мкм.

На макетной плате (см. рис. 1) можно условно выделить три основные области:

1) группа элементов для калибровки зондов (согласованная линия передачи, мера короткого замыкания, мера холостого хода);

2) группа элементов для исследования характеристик двухполюсников (четыре типа по 16 элементов);

3) группа элементов для исследования характеристик многополюсников (три типа линий передач длиной 25, 30 и 55 мм, каждый тип включает в себя по два референсных элемента).

На рис. 2 приведена топология калибровочных мер в компланарном исполнении.

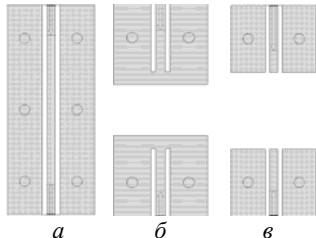


Рис. 2. Топология калибровочных мер: *a* – линия передачи; *b* – холостой ход; *v* – короткое замыкание

В качестве тестового двухполюсника принято решение использовать элемент «планарный конденсатор» выполненный по компланарной технологии. Пример топологии приведен на рис. 3.

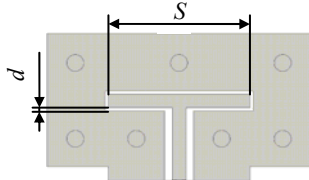


Рис. 3. Пример топологии тестового двухполюсника

В первом приближении конструкцию двухполюсника можно описать двумя параметрами: длина электрода (S) и ширина зазора между электродом и заземленным проводником (d) (см. рис. 3). На основе комбинации этих параметров были смоделированы четыре варианта топологии: Z_1 ($d = 20$ мкм, $S = 1$ мм); Z_2 ($d = 40$ мкм, $S = 1$ мм); Z_3 ($d = 20$ мкм, $S = 2$ мм); Z_4 ($d = 40$ мкм, $S = 2$ мм).

На рис. 4 приведены расчётные частотные характеристики модулей входных импедансов двухполюсников $|Z_{M1}| - |Z_{M4}|$.

Как можно увидеть из рис. 4, частотные характеристики двухполюсников в диапазоне частот от 16 до 25 ГГц имеют паразитные резонансы.

На основании результатов моделирования рассчитаны параметры эквивалентных схем двухполюсников, представляющие собой, в первом приближении, последовательное включение индуктивности и емкости. Получены следующие значения:

$$\begin{aligned} C_1 &= 0,26 \text{ пФ}, L_1 = 0,19 \text{ нГн}; \\ C_2 &= 0,23 \text{ пФ}, L_2 = 0,20 \text{ нГн}; \\ C_3 &= 0,45 \text{ пФ}, L_3 = 0,23 \text{ нГн}; \\ C_4 &= 0,40 \text{ пФ}, L_4 = 0,24 \text{ нГн}. \end{aligned}$$

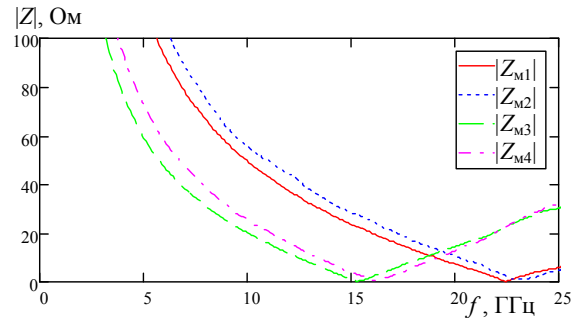


Рис. 4. Частотные зависимости модулей импедансов двухполюсников

Для измерения характеристик многополюсников смоделированы контактные площадки для подключения зондов компланарного типа, а также переход с компланарной линии на микрополосковую линию передачи.

На рис. 5 приведена модель референсной структуры, содержащей следующие последовательно включенные компоненты: переход с компланарной линии на микрополосковую линию; микрополосковую линию передачи длиной 25 мм; переход с микрополосковой линии передачи на компланарную линию передачи.



Рис. 5. Топология тестового четырехполюсника

На рис. 6 приведены расчетные частотные зависимости элементов матрицы рассеяния S_{11} и S_{21} компонентов, входящих в тестовый четырехполюсник.

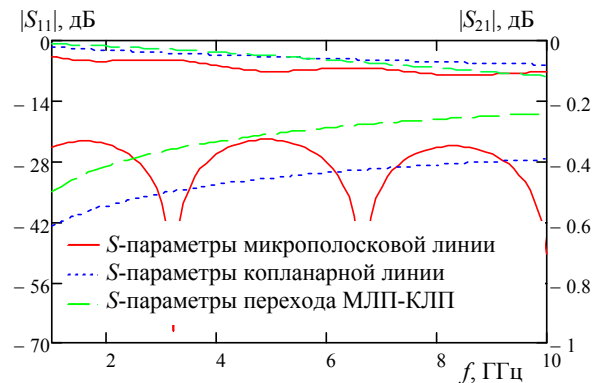


Рис. 6. Расчетные частотные характеристики S_{11} и S_{21} компонентов тестового четырехполюсника

Экспериментальные исследования

Фотография макетной платы, изготовленной в АО «НПФ Микран», приведена на рис. 7.

Измерение S -параметров проводилось при помощи векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA 40 и зондовой установки SUMMIT 11000B-M, 200mm, MANUAL M-CHAMBER (Cascade).

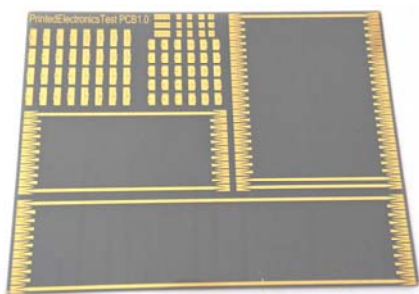


Рис. 7. Фотография макетной платы

На рис. 8 приведены частотные характеристики тестовых двухполосников $Z_{\text{Э}1} - Z_{\text{Э}4}$, полученные путем пересчета измеренных характеристик $S_{11}(f)$.

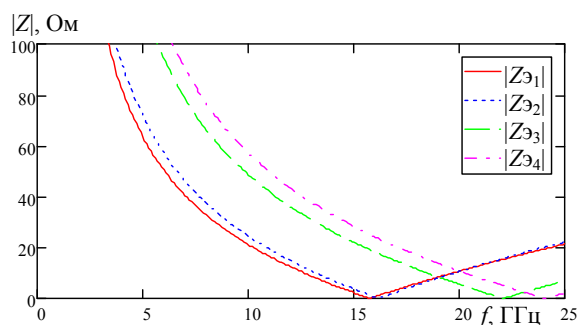
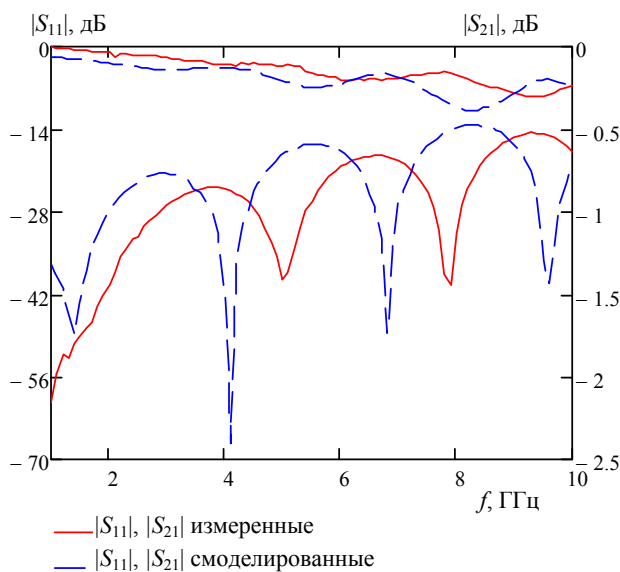


Рис. 8. Измеренные частотные зависимости модуля импеданса для четырех типов тестовых двухполосников

Качественное сопоставление характеристик на рис. 4 и 8 позволяет утверждать о приемлемом для практических целей результате, параметры эквивалентных схем двухполосников, восстановленных из измеренных характеристик $S_{11}(f)$, имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} C_1 &= 0,26 \text{ пФ}, L_1 = 0,19 \text{ нГн}; \\ C_2 &= 0,24 \text{ пФ}, L_2 = 0,19 \text{ нГн}; \\ C_3 &= 0,48 \text{ пФ}, L_3 = 0,22 \text{ нГн}; \\ C_4 &= 0,40 \text{ пФ}, L_4 = 0,22 \text{ нГн}. \end{aligned}$$

На рис. 9 представлено сопоставление измеренных и расчетных характеристик S_{11} и S_{21} линии передачи длиной 25 мм.

Рис. 9. Частотные зависимости S -параметров линии передачи длиной 25 мм

Расхождение расчетных и экспериментальных характеристик не превышает 10%.

Заключение

В результате проделанной работы спроектирована модель и изготовлена макетная плата, предназначенная для исследования частотных характеристик тонкопленочных элементов, полученных печатным способом, в СВЧ-диапазоне.

Макетная плата позволит производить зондовые измерения как двухполосников, так и многополосников. В составе макетной платы предусмотрены элементы для калибровки зондов в режимах полного отражения и согласованной линии передачи.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-38-00664 мол_а.

Литература

1. Туев В.И. Развитие аддитивной прінтерной технологии в электронике: технологии получения тонких пленок органических полупроводников, металлических проводников, диэлектриков и образовательные ресурсы на их основе / В.И. Туев, Н.Д. Малютин, Т.Н. Копылова и др. / 25-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»: матер. конф., 6–12 сентября 2015 г. Севастополь, Крым, Россия. – С. 679 – 682.

2. Loschilov A.G. The experience of OLED structure layers coating by printing technique / A.G. Loschilov, A.E. Zdrok, S.A. Artishshev, V.I. Tuev, N.D. Malyutin: Book of abstracts International fall school on organic electronics. – Moscow region, September 21–26, 2014. – 56 p.

3. Allanurov A.M. Problem of ink evaporation while using plotter systems to manufacture printed electronic products / A.M. Allanurov, A.E. Zdrok, A.G. Loschilov, N.D. Malyutin // Procedia Technology. International workshop on innovation in information and communication science and technology (ICST 2014), Warsaw. – 2014. – № 18. – P. 19–24.

4. Здрок А.Е. Исследование возможности контроля уровня жидкости в ультразвуковой капиллярной системе дозирования / А.Е. Здрок, А.М. Аллануров, А.Г. Лошилов, Н.Д. Малютин: матер. I Междунар. симпозиума «Компьютерные измерительные технологии – 2015». – М., 2015. – С. 63–66.

5. Artishchev S.A. Analysis of influence annealing parameters on the electrical resistance of printed electronics / S.A. Artishchev, A.E. Zdrok, A.G. Loschilov, N.D. Malyutin // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (CriMiCo'2014): матер. 24-й Междунар. конф. Севастополь, Украина, 7–13 september 2014 г. – Севастополь: Вебер, 2014. – Т. 1. – С. 690–691.

6. Артищев С.А., Здрок А.Е. Измерение электрических параметров функциональных слоев изделий органической электроники // Инженерные и научные приложения на базе технологий National Instruments – 2014: сб. тр. XIII Междунар. науч.-практ. конф., Москва 19–20 ноября 2014 г. – М.: ДМК-Пресс, 2014. – С. 9–11.

7. Пушкарева Е.С., Здрок А.Е. Исследование режимов дозирования электропроводящих чернил методом ультразвукового капиллярного дозирования // Матер. Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2017». – Томск: В-Спектр, 2017. – Т. 2. – С. 79–82.

8. Здрок А.Е. Анализ влияния температуры подложек на параметры печатного рисунка, полученного методом ультразвукового капиллярного дозирования / А.Е. Здрок,

А.М. Умаров, Д.В. Шерстюк // Матер. докл. междунар. науч. студенческой конф. «МНСК–2016». – Новосибирск, 2016. – С. 75.

9. Здрок А.Е. Устройство термостатирования подложек для системы аддитивного изготовления печатных плат / А.Е. Здрок, А.М. Умаров, Д.В. Шерстюк // Матер. докл. междунар. науч. студ. конф. «МНСК–2016». – Новосибирск, 2016. – С. 83.

10. Шерстюк Д.В. Разработка печатающей головки для устройства аддитивного изготовления печатных плат / Д.В. Шерстюк, А.М. Умаров, А.Е. Здрок // Матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2016». – Томск, 2016. – Ч. 2. – С. 85–87.

11. Здрок А.Е. Микрополосковая линия, изготовленная методом плоттерной печати чернилами, содержащими наночастицы серебра. Ее частотные и импульсные характеристики / А.Е. Здрок, Д.В. Шерстюк, А.М. Умаров и др. // Нанотехнологии: разработка, применение – XXI век. – М.: Радиотехника, 2016. – С. 3–8.

Здрок Анна Ефимовна
Аспирант каф. КУДР ТУСУРа, м.н.с. СКБ «Смена»
Эл. почта: kunder@mail.ru

Артищев Сергей Александрович
Канд. техн. наук, доцент каф. КУДР ТУСУРа,
м.н.с. СКБ «Смена»
Эл. почта: serega1991@sibmail.com

Труфанова Наталья Сергеевна
Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: trufanovan1997@gmail.com

Лощилов Антон Геннадьевич
Канд. техн. наук, зав. каф. КУДР ТУСУРа,
начальник СКБ «Смена»
Эл. почта: main@skbsmena.ru

УДК 621.31

Е.А. Смолькова, Е.И. Тренкаль

Способ измерения диэлектрической проницаемости жидких веществ

Разработан способ измерения диэлектрической проницаемости жидких веществ, основанный на измерении электрической емкости вещества. Особенностью метода является комплексная обработка нескольких измерений при различном количестве жидкости, что позволяет исключить паразитную составляющую емкости, обусловленную элементами конструкции измерительной ячейки. Разработана измерительная ячейка и проведено экспериментальное исследование предложенного способа.

Ключевые слова: диэлектрическая проницаемость, измерение, жидкость, конструкция.

Определение диэлектрической проницаемости веществ является актуальной задачей для множества областей науки и техники. Данная операция может быть применена во множестве различных отраслей с целью определения характеристик и параметров измеряемых систем, диагностики или мониторинга состояния узлов и аппаратуры. Изменение свойств диэлектрических материалов, в том числе диэлектрической проницаемости, может привести к ухудшению или выходу из строя оборудования.

Для измерения диэлектрической проницаемости могут быть использованы различные методы, область применения которых определяется условиями измерения, частотным диапазоном и другими факторами. Измерение диэлектрической проницаемости на низких частотах сводится к определению электрической емкости вещества и дальнейшему перерасчету полученного значения в диэлектрическую проницаемость.

Элементы измеряемой системы, такие как измерительные линии, измерительные вводы, конструкция измерительной ячейки, вносят искажения в измерительный процесс, что приводит к понижению точности определения диэлектрических характери-

стик объекта. На измерительных вводах возможно образование пленок, зависящих от вида измеряемого вещества и характеристик измерительной ячейки. Обозначенная проблема актуализирует задачу поиска методов, позволяющих нивелировать влияние описанных факторов.

Предлагаемое решение

Для решения поставленной задачи может служить метод [1], в основе которого лежит динамическое изменение измеряемого объекта – изменение количества вещества, или изменение положения измерительных электродов относительно измеряемого объекта. Комплексная обработка измеренных значений электрической емкости в различных состояниях позволяет избавиться от паразитной составляющей емкости, что приводит к повышению точности измерения диэлектрической проницаемости объекта.

Кроме того, метод подходит для мониторинга состояния диэлектрических материалов динамических систем, где количество вещества может изменяться со временем [2] (например, резервуары и емкости в нефтеперерабатывающей, пищевой, фармацевтической и других видах промышленности).

В данной работе рассматривается метод, основанный на изменении количества измеряемого вещества в измерительной ячейке. В качестве измерительной ячейки в работе используется цилиндрический конденсатор.

Методика измерения

Эквивалентная электроемкость C измерительной ячейки, выполненной в виде цилиндрического конденсатора, при наличии в ней жидкого вещества, включает три составляющие (рис. 1): C_v – электроемкость области с воздушным заполнением; $C_ж$ – электроемкость области с жидким диэлектриком; C' – паразитная составляющая электроемкости, обусловленная электроемкостями измерительной ячейки, измерительной линии и другими составляющими.

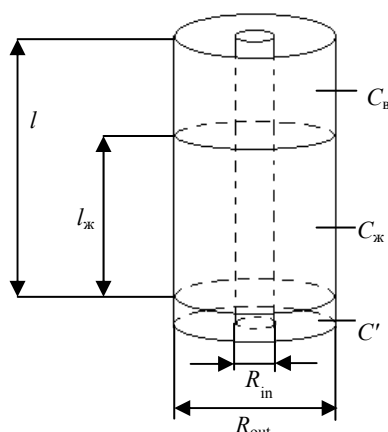


Рис. 1. Составляющие электроемкости измерительной ячейки

Электроемкость составляющих C_v и $C_ж$ может быть рассчитана по формуле [3]

$$C = \frac{2\varepsilon\varepsilon_0\pi L}{\ln \frac{R_{out}}{R_{in}}}, \quad (1)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость среды; ε_0 – диэлектрическая постоянная; L – высота измерительной ячейки; l – высота области конденсатора, заполненная одним веществом; R_{out} – радиус внешнего проводника; R_{in} – радиус внутреннего проводника.

Методика определения диэлектрической проницаемости заключается в следующем: проводится несколько измерений электроемкости при различной наполненности жидкостью.

Для каждой пары измерений определяется диэлектрическая проницаемость жидкости по формуле

$$\varepsilon_{ж} = \frac{C_i - C_j}{(l_i - l_j)k} + 1, \quad (2)$$

где i, j – номер измерения; k – коэффициент формы, для цилиндрического конденсатора может быть определен по формуле (из формулы (1))

$$k = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln(R_{out}/R_{in})}.$$

Данная формула справедлива для воздушной среды с диэлектрической проницаемостью, равной единице.

Паразитная емкость может быть определена по формуле

$$C' = C_i + k(L - l_i(\varepsilon_{ж} - 1)). \quad (3)$$

Погрешность измерения диэлектрической проницаемости может быть определена по формуле [4]

$$\Delta\varepsilon = \sqrt{\left(\frac{\delta\varepsilon}{\delta k}\Delta k\right)^2 + \left(\frac{\delta\varepsilon}{\delta C_{i+1}}\Delta C_{i+1}\right)^2 + \left(\frac{\delta\varepsilon}{\delta C_i}\Delta C_i\right)^2 + \left(\frac{\delta\varepsilon}{\delta l_{i+1}}\Delta l_{i+1}\right)^2 + \left(\frac{\delta\varepsilon}{\delta l_i}\Delta l_i\right)^2}, \quad (4)$$

где C – инструментальная погрешность определения емкости; k – погрешность коэффициента формы; l – погрешность определения высоты столба жидкости.

Экспериментальное исследование

Для проведения экспериментального исследования была разработана измерительная ячейка (рис. 2), представляющая собой цилиндрический конденсатор, размещенный в корпусе, выполненном из PLA-пластика.

Характеристики измерительной ячейки: $R_{out} = 14$ мм; $R_{in} = 6$ мм; $L = 200$ мм; материал электродов нержавеющая сталь. Для подключения измерительного прибора в верхней части предусмотрены выводы.

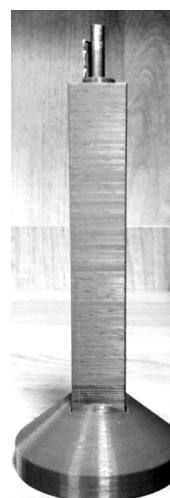


Рис. 2. Измерительная ячейка

Контроль наполнения ячейки жидкостью выполнялся по объему с использованием шприца (цена деления 0,1 мл). Связь между объемом V и высотой столба жидкости определяется по формуле

$$l = \frac{V}{\pi(R_{out}^2 - R_{in}^2)}. \quad (5)$$

Измерения емкости проводились на измерителе иммитанса Е7-21 [5] на частоте 1 кГц. В качестве измеряемых жидкостей использовались нефть и трансформаторное масло.

В таблице представлены результаты измерений и расчет диэлектрической проницаемости по пред-

ложенной методике для выборочных объемов жидкости.

**Диэлектрическая проницаемость
и расчетная погрешность измерения**

Объем, мл		Диэлектрическая проницаемость		Погрешность, %	
<i>i</i>	<i>j</i>	Нефть	Масло	Нефть	Масло
1	2	2,915	2,149	44	46,5
1	18	2,736	2,374	2,6	2,8
5	8	2,484	2,45	12,3	11,4
5	16	2,689	2,427	4,6	4,3

На рис. 3 представлена зависимость относительной погрешности измерения от разности объемов жидкости. Расчетная характеристика приведена для нефти.

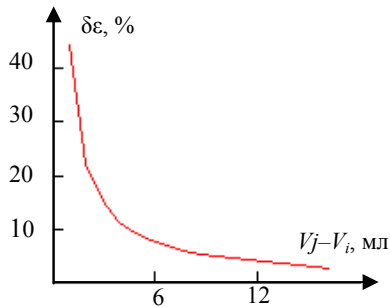


Рис. 3. Зависимость погрешности измерения от разности объемов жидкости

Заключение

Предложен способ измерения диэлектрической проницаемости, позволяющий устранить влияние паразитной составляющей электроемкости измерительной ячейки.

Экспериментально подтверждается (см. рис. 3), что погрешность измерения диэлектрической проницаемости снижается с увеличением разности объема измеряемого вещества ($V_j - V_i$).

Предложенный способ измерения может быть использован для мониторинга состояния диэлектрических материалов динамических систем.

Литература

1. Тренкаль Е.И. Способ измерения диэлектрической проницаемости жидких веществ / Е.И. Тренкаль, Е.А. Смолькова // Сб. избран. статей научной сессии ТУСУР по матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018», Томск, 16–18 мая 2018 г. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 2. – С. 62–65.
2. Тренкаль Е.И. Измерение уровней жидкостей методом импульсной рефлектометрии (обзор) / Е.И. Тренкаль, А.Г. Лощилов // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 4. – С. 67–73.
3. Вывод формулы емкости коаксиального кабеля [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://rgr-toe.ru/Art_archiv/Vyivod-formulyi-emkosti-koaksialnogo-kabelya.pdf (дата обращения: 12.12.2017).
4. Обработка экспериментальных данных [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://window.edu.ru/resource/124/62124/files/Obrabotkadannih.pdf> (дата обращения: 20.02.2017).
5. Измеритель иммитанса Е7–21 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://npo-impuls.com/sites/default/files/%D0%957-21_%D0%A0%D0%AD.pdf (дата обращения: 15.02.2017).

Смолькова Екатерина Андреевна
Студентка каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: skaterina154@gmail.com

Тренкаль Евгений Игоревич
Аспирант каф. КУДР ТУСУРа
Эл. почта: trenkal@mail.ru

Секция 7

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

Председатель секции – Шандаров Станислав Михайлович, д.ф.-м.н., профессор, зав. каф. ЭП

УДК 621.372.8

А.Д. Безпалый, А.Е. Мандель, В.И. Быков

Исследование канальных волноводных структур с пространственно-модулированными параметрами, индуцированных в поверхностном слое кристалла ниобата лития

Представлены результаты экспериментальных исследований формирования канальных оптических волноводных структур в образцах ниобата лития Y -среза с фоторефрактивным поверхностным слоем. Структуры получены путем поточечного индуцирования изменений показателя преломления лазерным излучением из зеленой области спектра.

Ключевые слова: оптическое индуцирование, поточечное экспонирование, ниобат лития, фоторефрактивный эффект, канальные волноводы.

За последние годы преобразование световых полей и изучение способов управления светом привлекают наибольший интерес для интегральной оптики и волноводной фотоники [1, 2]. В связи с этим большинство задач требует решения по созданию и разработке элементов локализации лазерного излучения, что способствует развитию и совершенствованию оптических устройств и приборов [3]. В качестве таких элементов могут выступать волноводные структуры на основе фоторефрактивных материалов, одним из которых является ниобат лития [3]. Благодаря своим физическим и нелинейно-оптическим свойствам кристаллы ниобата лития ($LiNbO_3$) широко используются на практике [2]. При помощи света можно воздействовать на изменение показателя преломления $LiNbO_3$, что позволяет формировать канальные оптические волноводы, топология которых определяется способом оптического индуцирования и формой пути экспонирующего пучка [4, 5].

Оптическое индуцирование канальных волноводов и волноводных систем можно осуществлять различными способами, например, при помощи амплитудной маски, фокусировки лазерного излучения цилиндрической линзой или последовательным поточечным экспонированием, фокусируя световой пучок на поверхность кристалла сферической линзой [4–6].

Поточечное формирование позволяет контролировать локализацию экспонирующего излучения как по глубине кристалла, так и по его поперечным и продольным координатам, влияя тем самым на распределение суммарной интенсивности в фоторефрактивном материале. Так, при поточечном индуцировании канальных волноводов появляется возможность осуществлять периодическую модуляцию их параметров с различным шагом, что позволяет зада-

вать продольную однородность структур, а также топологию и пространственные размеры таких структур в процессе формирования [6, 7].

Целью данной работы является исследование возможностей формирования канальных волноводных структур с пространственно-модулированными параметрами при их поточечном индуцировании в приповерхностном слое кристалла ниобата лития.

Оптическое индуцирование волноводных структур

Канальные волноводы индуцировались фокусированным лазерным пучком путем последовательного точечного экспонирования поверхности кристаллического образца $LiNbO_3$ Y -среза с размерами $30 \times 3 \times 15$ мм³ по осям X , Y , Z соответственно. Поверхностный слой кристалла толщиной около 100 мкм легирован ионами меди. Источником излучения послужил $YAG:Nd^{3+}$ лазер с длиной волны $\lambda = 532$ нм. Свет распространялся вдоль оси Y кристалла. Поляризация экспонирующего излучения мощностью 10 мВт соответствовала обыкновенной волне в кристалле. Расстояние между центрами экспонированных точек составляло в разных экспериментах от 25 до 50 мкм. Площадь экспонируемой области легированного слоя в различных экспериментах изменялась от ~200 до 3000 мкм².

Экспонированные области, образованные в виде параллельных полосок, сформированы из последовательно расположенных пятен с различным расстоянием между их центрами (рис. 1). Время экспонирования одного пятна в разных экспериментах изменялось от 8 до 12 с при воздействии светового пучка с диаметром 20 мкм по уровню половинной интенсивности.

Количественная оценка изменений показателя преломления Δn , вносимых при поточечном инду-

цировании волноводных структур в поверхностном слое кристалла, проводилась с использованием интерферометра Жамена. Полученные интерферограммы фиксировались ПЗС-камерой. Пример такой интерферограммы приведен на рис. 2.

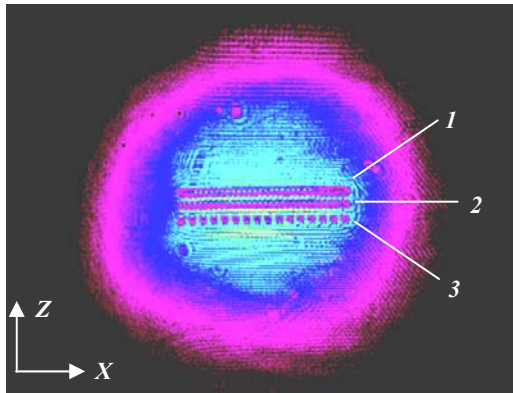


Рис. 1. Результат зондирования волноводной системы, сформированной поточечным экспонированием с расстоянием между центрами точек 25 мкм (полоски 1 и 2) и 50 мкм (полоска 3)

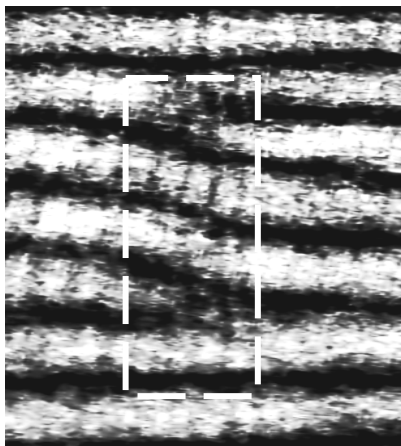


Рис. 2. Световая картина на выходе интерферометра Жамена при введении исследуемого образца в одну из ветвей

Из интерферограммы видно, что в освещенной области кристалла, выделенной на рис. 2, наблюдается фазовый сдвиг интерференционных полос $\Delta\varphi$ относительно участка образца без внесенных лазером изменений показателя преломления. В результате анализа интерферограммы величина фазового сдвига интерференционных полос составила $\Delta\varphi = 1,1\pi$. Из [8] следует, что если в интерференционной картине светлая полоса изменилась на темную (т. е. произошел фазовый сдвиг $\Delta\varphi = \pi$), то разность хода лучей Δ , внесенная участками образца с измененным и неизменным показателями преломления, равна $\lambda/2$. Количественная оценка изменений показателя преломления Δn рассчитывалась из формулы [8]

$$\Delta = (n_0 - n_1) \cdot d = \Delta n \cdot d, \quad (1)$$

где n_0 – показатель преломления кристалла; n_1 – показатель преломления кристалла, измененный под воздействием лазерного излучения; d – толщина легированного слоя; Δ – разность хода лучей.

По полученным расчетам изменение показателя преломления в экспонированной области составило $\Delta n = 1 \cdot 10^{-3}$.

Заключение

Таким образом, в работе экспериментально продемонстрирован метод оптического индуцирования канальных волноводных структур с пространственной модуляцией их параметров в поверхностном слое кристалла LiNbO_3 . Показано, что индуцировать канальные волноводные структуры можно вследствие изменения показателя преломления кристалла под воздействием лазерного излучения на величину порядка 10^{-3} .

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (проект N 3.1110.2017/ПЧ в рамках Госзадания вузу).

Литература

1. Kivshar Y.S. Optical solitons: from fibers to photonic crystals. – Academic Press, 2003. – 540 p.
2. Petrov M.P., Stepanov S.I., Khomenko A.V. Photorefractive Crystals in Coherent Optical Systems. – Springer Series in Optical Sciences, 2013. – 277 p.
3. Bazzan M. Optical waveguides in lithium niobate: Recent developments and applications / M. Bazzan, C. Sada // Appl. Phys. Rev. – 2015. – Vol. 2, No. 4. – P. 040603-1–040603-25.
4. Vittadello L. Photorefractive direct laser writing / L. Vittadello, A. Zaltron, N. Argiolas et al. // J. Phys. D: Appl. Phys. – 2016. – Vol. 49, No. 12. – P. 1–9.
5. Kanshu A. Optically-induced defect states in photonic lattices: formation of defect channels, directional couplers, and disordered lattices leading to Anderson-like light localization / A. Kanshu, C.E. Rüter, D.Kip and V.M. Shandarov // J. Appl. Phys. – 2009. – B. 95. – P. 537–543.
6. Bezpaly A.D. Channel waveguides and phase diffraction gratings optically formed in photorefractive surface layers of lithium niobate / A.D. Bezpaly, A.O. Verkhoturov, V.M. Shandarov // Proceedings of SPIE. – 2017. – Vol. 10603. – P. 106030O-1–106030O-6.
7. Bezpaly A.D. Optical writing of channel waveguides and 1D diffraction gratings in photorefractive surface layers of lithium niobate / A.D. Bezpaly, A.O. Verkhoturov, V.M. Shandarov // Ferroelectrics. – 2017. – Vol. 515:1. – P. 34–43.
8. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. – 2-е изд.; пер. с англ. – М.: Глав. редакция физ.-мат. лит-ры изд-ва «Наука», 1973. – 713 с.

Безпальный Александр Дмитриевич

Аспирант каф. СВЧКР ТУСУРа
Эл. почта: id_alex@list.ru

Мандель Аркадий Евсеевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. СВЧКР ТУСУРа
Эл. почта: mandelae@svch.tusur.ru

Быков Виталий Иванович

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. ЭП ТУСУРа
Эл. почта: vitalii.i.bykov@tusur.ru

УДК 535.215.6

А.С. Перин, П.К. Сафронова, Е.В. Морозова

Формирование одномерных дифракционных структур в кристалле ниобата лития квазибездифракционным световым пучком

Экспериментально продемонстрировано формирование фотонной дифракционной структуры в объеме фоторефрактивного кристалла ниобата лития квазибездифракционным световым пучком с бесселеподобным профилем распределения интенсивности, полученным путем преобразования лазерных гауссовых пучков амплитудными транспарантами. Приведены картины дифракции гауссовых световых пучков на сформированных структурах в ближней и дальней зонах дифракции.

Ключевые слова: фотонная структура, фоторефрактивный эффект, ниобат лития, квазибездифракционный световой пучок, бесселеподобный пучок, амплитудный транспарант.

В большинстве случаев источники лазерного излучения генерируют световые пучки с гауссовым профилем распределения интенсивности света. Однако в некоторых случаях требуются нестандартные формы световых полей, обладающие свойствами, отличными от свойств гауссовых лазерных пучков. В оптике представляет интерес формирование световых пучков с разными амплитудными профилями, особенно световых полей, практически свободных от дифракции, – квазибездифракционных световых пучков [1, 2]. Подобного рода световые пучки применяются в медицине, биомедицинской оптике, прецизионной химии, фармакологии [3]. К таким «квазибездифракционным» пучкам относятся световые поля, распределение интенсивности которых описывается функциями Бесселя [4], пучки Эйри [5] и некоторые другие виды световых пучков [6, 7], сохраняющие амплитудный профиль при распространении в среде. Реальные Бесселевы пучки света не могут существовать из-за бесконечной оптической мощности, которую они должны перенести [7]. Бесселеподобные пучки, поперечный профиль интенсивности которых описывается квадратом функции Бесселя, близки к теоретическому распределению бездифракционных полей, которые не ограничены в поперечном направлении. Определенный интерес с точки зрения исследования нелинейно-оптических эффектов вызывает использование бесселеподобных световых пучков для формирования фотонных дифракционных элементов в фоторефрактивных кристаллах. Практический интерес для записи таких структур, несомненно, представляют сегнетоэлектрические кристаллы ниобата лития (LiNbO_3), характеризующиеся проявлением фоторефрактивного нелинейного отклика при низкой интенсивности света [8, 9]. Используя излучение маломощных непрерывных лазеров, в таких кристаллах могут формироваться фазовые дифракционные решетки и более сложные голографические структуры [10], что открывает перспективы создания гибридных оптоэлектронных и полностью оптических элементов фотоники.

Таким образом, целью данной работы является экспериментальное исследование формирования фотонной дифракционной структуры в объеме фо-

торефрактивного кристалла ниобата лития световым пучком с бесселеподобным профилем распределения интенсивности.

Бесселеподобное распределение интенсивности может наблюдаться в результате интерференции двух когерентных волн. В теории дифракции существует принцип Гюйгенса–Френеля, согласно которому каждая точка пространства, до которой дошел волновой фронт, является вторичным источником. Рассмотрим экран с двумя щелями, на которые нормально падает плоская монохроматическая волна. Теория дифракции даёт следующее выражение для интенсивности дифракции Фраунгофера (т.е. наблюдаемой на значительном расстоянии от источника) на произвольном количестве щелей [11]:

$$I_x = I_0 \left(\frac{\sin(\pi \cdot b \cdot \sin(x/F)/\lambda)}{\pi \cdot b \cdot \sin(x/F)/\lambda} \right)^2 \cdot \frac{\sin^2(N \cdot (\pi \cdot d \cdot \sin(x/F)/\lambda))}{\sin^2(\pi \cdot d \cdot \sin(x/F)/\lambda)}, \quad (1)$$

где b – ширина щели; d – расстояние между щелями; λ – длина волны света; N – количество щелей; F – фокус линзы; x – координата; I_0 – амплитуда волны.

На рис. 1 приведен результат моделирования, где, согласно расчетам, при изменении (увеличении) расстояния между центрами щелей увеличивается число максимумов интенсивности, что обуславливает период структуры Λ [7].

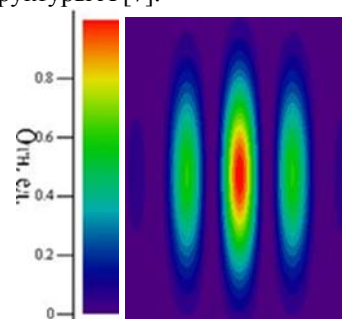


Рис. 1. Распределение интенсивности одномерного бесселеподобного светового пучка при моделировании с периодом $\Lambda = 160$ мкм

Условия и результаты эксперимента

В эксперименте использовался проекционный метод [8], заключающийся в формировании изобра-

жения полученной интерференционной картины в объеме кристалла с помощью оптической системы, позволяющей масштабировать размеры изображения. Этот метод позволяет формировать в фоточувствительной среде как периодические, так и непериодические волноводные структуры с возможностью варьирования характерных размеров их элементов, используя один и тот же амплитудный транспарант.

Схема экспериментальной установки приведена на рис. 2, б.

Источником излучения являлся твердотельный лазер YAG:Nd^{3+} с длиной волны света $\lambda = 532$ нм. Используемый транспарант (рис. 2, а) образован парой одинаковых прямоугольных щелей, ширина которых составляла 0,2 мм, а расстояние между центрами щелей 0,5 мм. Транспарант располагался в передней фокальной плоскости цилиндрической линзы, а кристаллический образец размещался в области ее задней фокальной плоскости.

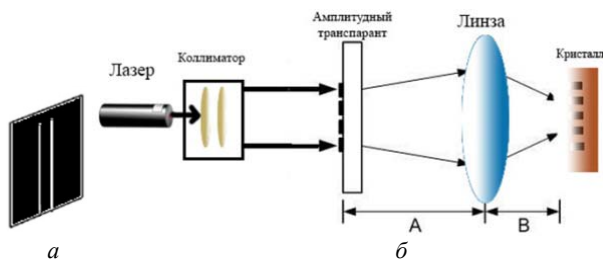


Рис. 2. Схемы амплитудного транспаранта – а и экспериментальной установки – б

В экспериментальных исследованиях использовался легированный по поверхности кристалл $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$ с размерами $3 \times 15 \times 10$ мм³ по осям X, Y и Z соответственно.

Процесс формирования фотонной решетки (ФР) контролировался с помощью ПЗС-видеокамеры. Время экспонирования составляло 10 мин при мощности индуцирующего светового пучка 10 мВт.

Картины на рис. 3 иллюстрируют временную эволюцию распределения интенсивности и ее профилей на выходной плоскости образца в направлении оси Z кристалла. Можно видеть, что в начальный момент времени профиль интенсивности световой картины качественно соответствует бesselеподобному. Однако с увеличением времени экспозиции интенсивность света в отдельных максимумах картины практически сравнивается. Это может быть объяснено насыщаемым характером фоторефрактивной оптической нелинейности кристалла.

При исследовании созданных фотонных структур изучались картины дифракции на них гауссовых световых пучков в ближней (на выходной плоскости образца) и дальней зонах дифракции. Считывающий пучок, порядка 1 мВт освещал образец, и на удвоенном фокусном расстоянии фиксировали изображение в ближней зоне. Мощность зондирующего пучка минимальна, поскольку высокая интенсивность возбуждает дополнительную модуляцию показателя преломления или релаксацию решетки.

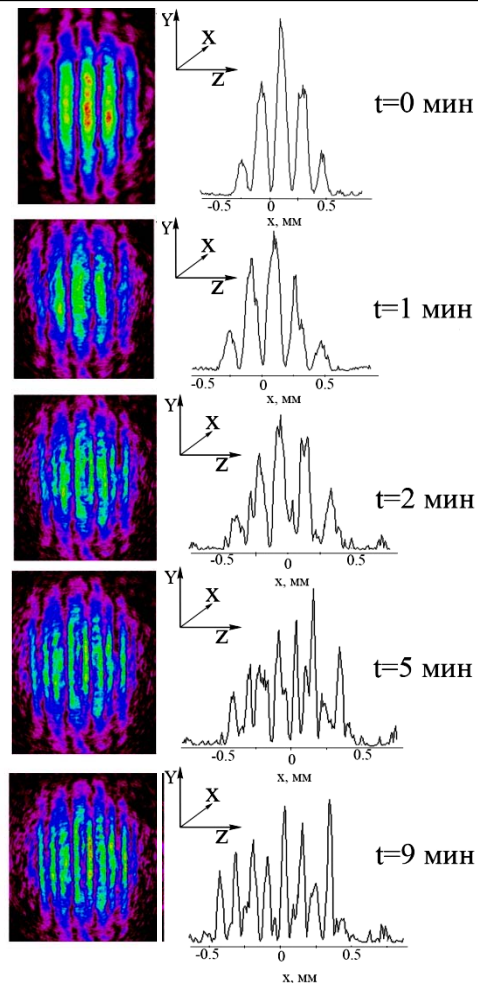


Рис. 3. Картины светового поля ($\Lambda = 180$ мкм) и профили его интенсивности на выходной плоскости пластины $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$ по оси Z при разном времени экспонирования

Рисунок 4, а иллюстрирует картину светового поля на выходной плоскости кристалла (ближняя зона) одномерной фоторефрактивной ФР с пространственным периодом $\Lambda \sim 180$ мкм и соответствующий профиль в поперечном направлении – б.

Формирование фазовой дифракционной структуры при экспонировании кристалла ниобата лития бесселеподобным пучком подтверждается картиной дифракции в дальней зоне при зондировании образца параллельным световым пучком (рис. 4, в).

Таким образом, экспериментально продемонстрировано создание фотонной дифракционной структуры в объеме фоторефрактивного кристалла с помощью световых полей с бесселеподобными профилями, полученными путем преобразования лазерных гауссовых пучков амплитудными транспарантами. Оптически индуцированные фазовые структуры могут сохраняться в ниобате лития в течение долгого времени, но при необходимости другой их топологии могут «перезаписываться» путем повторного экспонирования световым полем [10].

Полученное в результате интерференции световое поле обладает высокой продольной однородностью и ограниченным числом максимумов распределения интенсивности света в поперечных сечени-

ях. Использование бесселеподобного светового пучка в диагностике оптически неоднородных сред весьма перспективно благодаря его пространственным свойствам (высокой пространственной концентрации излучения в пределах узкого лазерного шнура или трубки). Это позволит получать узкие лазерные зонды и исследовать неоднородности среды на больших расстояниях [3].

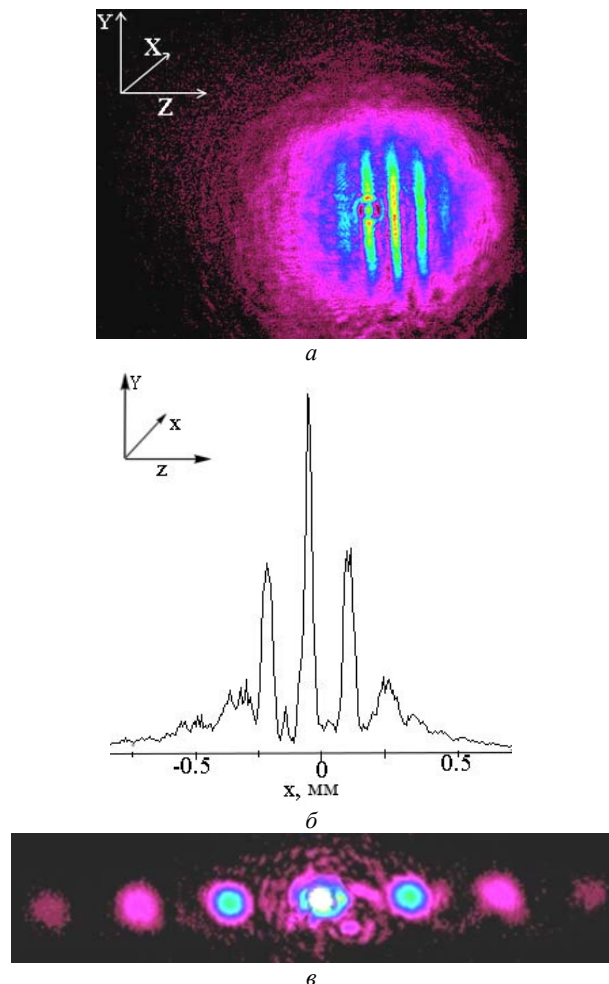


Рис. 4. ФР светового поля на выходной поверхности образца – *a*; профиль интенсивности фотонной структуры внутри образца вдоль оси кристалла *Z* – *b*; картина светового поля в дальней зоне дифракции света на одномерной фазовой решетке в образце $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$ – *c*

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проектной части Госзадания (№ 3.1110.2017/ПЧ) на 2018 г. и РФФИ (грант 18-42-703018 р_мол_а).

Литература

1. Durmin J. Exact solutions for nondiffracting beams // *J. Opt. Soc. Am. A.* – 1987. – Vol. 4. – P. 651–654.
2. Berry M.V. Nonspreading wave packets / M.V. Berry, N.L. Balazs // *American Journal of Physics.* – 1979. – Vol. 47, No. 3. – P. 264–267.
3. Duocastella M. Bessel and annular beams for materials processing / M. Duocastella, C.B. Arnold // *Laser & Photonics Reviews.* – 2012. – Vol. 6, No. 5. – P. 607–621.
4. McGloin D. Bessel beams: diffraction in a new light / D. McGloin, K. Dholakia // *Contemporary Physics.* – 2005. – Vol. 46, No. 1. – P. 15–28.
5. Airy beams: a new class of optical waves / G. Siviloglou, J. Broky, A. Dogariu, D. Christodoulides // *Optics and Photonics News.* – 2008. – Vol. 19, No. 12. – P. 21–21.
6. Chávez-Cerda S. Nondiffracting beams: travelling, standing, rotating and spiral waves / S. Chávez-Cerda, G.S. McDonald, G.H.C. New // *Optics communications.* – 1996. – Vol. 123, No. 1-3. – P. 225–233.
7. Durmin J. Diffraction-free beams / J. Durmin, Jr J.J. Miceli, J.H. Eberly // *Physical review letters.* – 1987. – Vol. 58, No. 15. – P. 1499.
8. Перин А.С. Пространственное самовоздействие когерентных световых пучков в фоторефрактивном интерферометре Фабри–Перо / А.С. Перин, С.М. Козлова, В.М. Шандаров // *Доклады ТУСУР.* – 2010. – № 2-2 (22). – С. 81–83.
9. Perin A.S. Photonic waveguide structures in photorefractive lithium niobate with pyroelectric mechanism of nonlinear response / A.S. Perin, V.M. Shandarov, V.Y. Ryabchenok // *Physics of Wave Phenomena.* – 2016. – Vol. 24, No. 1. – P. 7–10.
10. Шандаров В.М. Самовоздействие световых полей в волноводных фотонных структурах на основе электрооптических кристаллов // *Изв. вузов. Физика.* – 2015. – Т. 58, № 10. – С. 13–21.
11. Khonina S.N. Effective transformation of a zero-order Bessel beam into a second-order vortex beam using a uniaxial crystal / S.N. Khonina, A.A. Morozov, S.V. Karpeev // *Laser Physics.* – 2014. – Vol. 24. – P. 056101.

Перин Антон Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. СВЧКР ТУСУРа
Эл. почта: anton.s.perin@tusur.ru

Сафронова Полина Константиновна

Магистрант каф. СВЧКР ТУСУРа
Эл. почта: safkonik@sibmail.com

Морозова Екатерина Валерьевна

Магистрант каф. СВЧКР ТУСУРа
Эл. почта: russ-kat@mail.ru

Д.И. Дудник, К.О. Гусаченко, И.А. Квасова, А.О. Семкин, Д.С. Шульц

Влияние неоднородности амплитудно-фазового распределения формирующего поля на характеристики системы волноводных каналов в ФПМ-ЖК

Представлены результаты моделирования влияния неоднородности амплитудного, фазового и амплитудно-фазового распределений формирующего поля на пространственное распределение профиля показателя преломления и, соответственно, модовый состав излучения, способного распространяться в волноводах, формируемых голографическим методом в ФПМ-ЖК. Распределение профиля показателя преломления найдено путем решения системы кинетических уравнений фотополимеризационно-диффузионного процесса формирования. Модовый состав излучения определен путем решения дисперсионного уравнения для ТЕ-мод.

Ключевые слова: волноводный канал, ФПМ-ЖК, профиль показателя преломления, неоднородность амплитудно-фазового распределения.

В настоящее время создание компонентов для интегрально-оптических устройств вызывает большой интерес в информационной сфере. Основная задача – создание компонентов, не требующих сложного технологического процесса и имеющих доступную стоимость для применения в интегрально-оптических устройствах. Для решения данной задачи есть множество способов, но почти каждый из них либо сложен в реализации, либо требует дорогостоящих материалов.

Одним из методов создания компонентов для таких устройств может быть голографический. С его помощью возможно формирование волноводных каналов в фотополимерно-жидкокристаллических композициях (ФПМ-ЖК).

Теоретическая модель. В работе [1] представлена трехмерная теоретическая модель голографического формирования неоднородных дифракционных структур в композиционных фотополимерно-жидкокристаллических материалах, учитывающая как нелинейность процесса записи, так и амплитудно-фазовую неоднородность записывающего светового поля. На рис. 1 приведены неоднородное амплитудное (а) и фазовое (б) распределения формирующего поля.

Целью данной работы является исследование влияния неоднородности амплитудно-фазового распределения формирующего поля на характеристики системы волноводных каналов в ФПМ-ЖК.

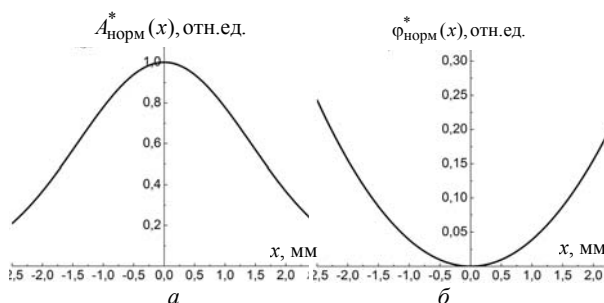


Рис. 1. Характеристики записывающего поля: нормированное амплитудное распределение – а; нормированное распределение фазы – б

На основе теоретической модели, представленной в работе [1], были построены пространственные профили показателя преломления с учетом приведенных на рис. 1 амплитудной и фазовой неоднородностей записывающего поля, а также с учетом неоднородности обоих распределений одновременно (рис. 2). Процесс формирования описывается с помощью системы кинетических уравнений.

Система состоит из двух уравнений: кинетического уравнения изменения концентрации мономера (1) и кинетического уравнения изменения показателя преломления (2).

$$\frac{\partial M(\mathbf{r},t)}{\partial t} = \frac{\partial M(\mathbf{r},t)_p}{\partial \mathbf{r}} + \frac{\partial M(\mathbf{r},t)_d}{\partial \mathbf{r}}. \quad (1)$$

Кинетическое уравнение изменения концентрации мономера, обусловленного диффузией молекул:

$$\frac{\partial M(\mathbf{r},t)_d}{\partial \mathbf{r}} = \text{div}(D_m(\mathbf{r},t) \times \text{grad}(M(\mathbf{r},t))),$$

где $D_m(\mathbf{r},t)$ – коэффициент диффузии мономера; $M(\mathbf{r},t)$ – концентрация мономера.

Кинетическое уравнение изменения концентрации мономера, обусловленного полимеризацией:

$$\frac{\partial M(\mathbf{r},t)_p}{\partial \mathbf{r}} = -K_g \left[\frac{\alpha_0 \beta \langle K \rangle \tau_d I(\mathbf{r},t)}{K_b} \right]^k \times M^h(\mathbf{r},t),$$

где K_g – коэффициент скорости роста полимерной цепи; α_0 – коэффициент поглощения одной молекулы красителя; β – параметр фотоиницирования; $\langle K \rangle$ – концентрация красителя; τ_d – время жизни возбужденной молекулы красителя; I – распределение интенсивности формирующего поля (интерференционная картина); k – коэффициент нелинейности процесса полимеризации, $k=0,5$; K_b – коэффициент скорости обрыва полимерной цепи; h – параметр нелинейности, $h=1$.

Кинетическое уравнение изменения показателя преломления

$$\frac{\partial n(\mathbf{r},t)}{\partial \mathbf{r}} = \delta n_d \times \text{div} \left(D_m(\mathbf{r},t) \times \text{grad} \left(\frac{M(\mathbf{r},t)}{M_n} \right) \right) +$$

$$+\delta n_p K_g \left[\frac{\alpha_0 \beta \langle K \rangle \tau_d I(\mathbf{r}, t)}{K_b} \right]^k \times \frac{M^h(\mathbf{r}, t)}{M_n}, \quad (2)$$

δn_p , δn_d – коэффициенты, описывающие соответственно вклад фотополимеризации и диффузии в процесс записи ГДС (голографических дифракционных структур); M_n – начальная концентрация мономера.

В работе [2] было показано, что в процессе записи (ГДС) молекулы ЖК участвуют только в диффузионном процессе. Кроме этого, поскольку запись ГДС ведется световым полем, имеющим периодическое пространственное распределение интенсивности (что характерно для интерференционной картины), изменения оптических свойств образца, обусловленные процессами записи, также будут иметь периодический характер.

Решение кинетических уравнений для показателя преломления можно представить в виде суммы пространственных гармоник [3]:

$$n(\mathbf{r}, \tau) = n_0(\tau) + \sum_h n_h(\mathbf{r}, \tau) \times \cos(h \times \mathbf{K} \times \mathbf{r}), \quad (3)$$

где $\tau = t/T_m$ – относительное время; T_m – характерное время диффузии, \mathbf{K} – векторы решеток.

Амплитуды гармоник показателя преломления ($i = 0 \dots H$) определяются решением систем $H + 1$ кинетических уравнений для концентрации мономера и показателя преломления [4].

Общий вид решения системы кинетических уравнений:

$$\frac{\partial \Delta M_i^m(\mathbf{r}, \tau)}{\partial \tau} = -i^2 M_i^m(\mathbf{r}, \tau) + \sum_{l=0}^H a_{i,l}^m(\mathbf{r}, \tau) M_l^m(\mathbf{r}, \tau), \quad (4)$$

$$\frac{\partial \Delta n_{pi}^m(\mathbf{r}, \tau)}{\partial \tau} M_n = -\delta n_p \cdot \sum_{l=0}^H a_{i,l}^m(\mathbf{r}, \tau) M_l^m(\mathbf{r}, \tau),$$

$$\frac{\partial \Delta n_{dci}^m(\mathbf{r}, \tau)}{\partial \tau} M_n = \delta n_d \cdot i^2 M_i^m(\mathbf{r}, \tau), \quad (5)$$

$M_i^m(\mathbf{r}, \tau)$ – амплитуды гармоник концентрации мономера; $m=o$ – соответствует обыкновенным волнам и $m=e$ – необыкновенным волнам соответственно; $a_{i,l}^m$ – матрица коэффициентов, определенная в [4].

Соотношение скоростей фотополимеризации и диффузии определяет нелинейность процесса записи. Линейным режимом записи принято считать такие условия формирования ГДС, при которых пространственное распределение изменения показателя преломления (диэлектрической проницаемости) материала близко к пространственному распределению интенсивности записывающего поля (интерференционной картины).

Коэффициенты $a_{i,l}^m$, введенные в (4), (5), определяются величиной параметра $b^m(\mathbf{r}, \tau) = T_p^m(\mathbf{r}, \tau)/T_m(\mathbf{r})$, который характеризует соотношение характерных времен фотополимеризационного $T_p^m(\mathbf{r}, \tau)$ и диффу-

зионного $T_m(\mathbf{r})$ процессов. Поскольку характерное время полимеризации пропорционально интенсивности формирующего поля, а характерное время диффузии пропорционально периоду структуры, а значит и фазе формирующего поля, исследуемые в работе неоднородности могут быть учтены именно через параметр $b^m(\mathbf{r}, \tau) = T_p^m(\mathbf{r}, \tau)/T_m(\mathbf{r})$ [1].

Численное моделирование. Для определения влияния неоднородности амплитудно-фазовых распределений формирующего поля на изменение показателя преломления структуры проведено численное моделирование кинетики формирования ГДС двумя пучками лазерного излучения без учета затухания. Поляризация записывающих пучков совпадает с необыкновенными волнами в образце.

Амплитудные профили гармоник вида $n_i^e(\mathbf{r}, \tau) = n_{ici}^e(\mathbf{r}, \tau) + n_{pi}^e(\mathbf{r}, \tau)$ рассчитаны по выражению (3) с учетом отдельно амплитудной и фазовой, а также амплитудно-фазовой неоднородностей формирующего поля (рис. 1). Длина волны записи $\lambda = 0,633$ мкм, углы падения $\theta_0 = \theta_1 = 10^\circ$.

Параметр b^e в центре образца взят равным 0,3, так как при значении b^e меньше единицы профиль показателя преломления близок к прямоугольному, а также при $0,1 < b^e < 0,4$ вклад высших пространственных гармоник в изменение показателя преломления ГДС превышает вклад первой пространственной гармоники [1].

В связи с неоднородностью поля формирующего излучения в разных точках формируемой системы пространственное распределение интерференционной картины будет разным, а следовательно, и излучение будет по-разному влиять на процесс формирования. Из этого следует, что параметр b^e в разных точках формируемой системы будет разным, а значит, в соответствии с решением системы кинетических уравнений, амплитуды гармоник и вид профиля показателя преломления будут различными.

На рис. 2 представлен пространственный профиль показателя преломления при амплитудной (а), фазовой (б) и амплитудно-фазовой (в) неоднородности в трех точках записывающего поля, Λ – период структуры, $\Lambda \approx 1,8$ мкм.

Далее сформированная ГДС исследовалась как система периодически расположенных волноводных каналов. Подобно работам [5, 6], на основе решения дисперсионного уравнения был определен модовый состав излучения, способного распространяться в волноводных каналах, сформированных неоднородным полем записывающего излучения.

Сначала, вид профиля показателя преломления сформированной структуры в нескольких точках образца был аппроксимирован функцией (6) профиля показателя преломления градиентного волновода [7]:

$$n(x) = n_2 \times \sqrt{1 - 2\Delta(x/a)^a}, \quad (6)$$

где n_2 – показатель преломления сформированного канала; Δ – относительная разность показателей преломления; a – параметр профиля волновода.

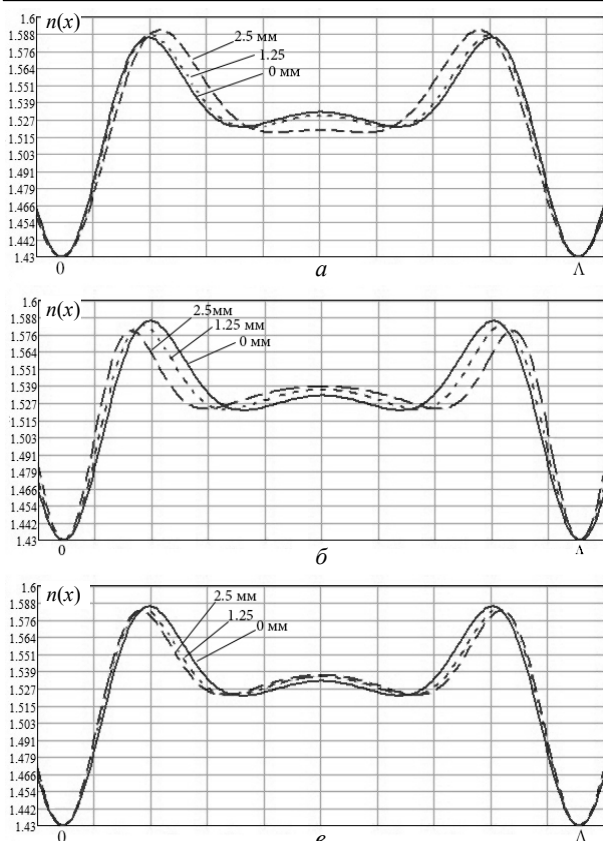


Рис. 2. Пространственный профиль показателя преломления при амплитудной (а), фазовой (б) и амплитудно-фазовой (в) неоднородности записывающего поля

Максимальное число M направляемых мод, способных распространяться в волноводе, определено из выражения (7):

$$M = \frac{a}{a+2} \times a^2 k^2 n_2^2 \Delta. \quad (7)$$

На рис. 3 представлен модовый состав волноводных каналов с учетом неоднородности в различных точках записывающего поля.

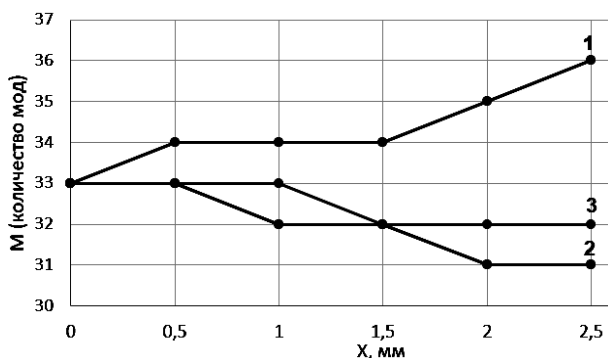


Рис. 3. Модовый состав волноводных каналов с учетом амплитудной (1), фазовой (2) и амплитудно-фазовой (3) неоднородности записывающего поля

Из рис. 2 и 3 видно, что при формировании структуры неоднородным полем вид профиля показателя преломления различен в разных областях материала, и в соответствии с профилем изменяется и модовый состав излучения, способного распростра-

няться в волноводах, сформированных в разных точках образца.

Заключение

Таким образом, в работе приведены результаты моделирования влияния неоднородности амплитудно-фазового распределения формирующего поля на характеристики системы волноводных каналов ФПМ-ЖК с учетом анизотропии оптических свойств материала, ангармонического характера формируемой структуры. Определен вид профиля показателя преломления в разных точках образца, а также модовый состав излучения при формировании системы волноводных каналов полем с амплитудной, фазовой и амплитудно-фазовой неоднородностями. Полученные результаты в совокупности с результатами работ [5–9] могут быть использованы для разработки интегрально-оптических устройств на основе фотополлимерно-жидкокристаллических композиций.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки Российской Федерации в рамках Госзадания (проект № 3.1110.2017/4.6).

Литература

- Семкин А.О. Трехмерная модель голографического формирования неоднородных дифракционных ФПМ-ЖК структур / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Известия высш. учеб. завед. Физика. – 2018. – Т. 61, № 1. – С. 51–58.
- Dovolnov E.A. Analysis of dynamics of holographic grating formation with inharmonic spatial distribution in photopolymer – liquid crystal compounds / E.A. Dovolnov, S.N. Sharangovich // Proceedings of SPIE – 2005. – Vol. 6023. – P. 602301-1–602301-8.
- Ноздреватых Б.Ф. Векторная модель дифракции света на электрически управляемых неоднородных дифракционных структурах в фотополлимеризирующихся жидкокристаллических композиционных материалах / Б.Ф. Ноздреватых, С.В. Устюжанин, С.Н. Шарангович // Доклады ТУСУР. – 2007. – № 2(16). – С. 192–197.
- Довольнов Е.А. Нелинейная модель записи и считывания голографических дифракционных решеток пропускающего типа в поглощающих фотополлимерах. – Ч. 1: Теоретический анализ / Е.А. Довольнов, С.Н. Шарангович // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2005. – Т. 48, № 5. – С. 56–63.
- Дудник Д.И. Исследование условий распространения оптического излучения в волноводных каналах, сформированных в ФПМ-ЖК, при воздействии внешнего электрического поля / Д.И. Дудник, И.А. Викулина, К.О. Гусаченко, А.О. Семкин // Сб. избранных статей «Научная сессия ТУСУР–2018». – 2018. – Ч. 2. – С. 201–204.
- Дудник Д.И. Исследование условий волноводного режима распространения оптического излучения в волноводных каналах в фотополлимерно-жидкокристаллических композициях / Д.И. Дудник, И.А. Викулина, К.О. Гусаченко, А.О. Семкин // Матер. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: В-Спектр, 2017. – Т. 1. – С. 187–189.
- Серебрякова В.С. Интегральная оптика: учеб. пособие / В.С. Серебрякова, В.Ф. Пашин, Е.В. Стригалева. – СПб., 2012. – 86 с.
- Семкин А.О. Экспериментальное исследование голографических дифракционных ФПМ-ЖК-структур / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович, Е.В. Васильев и др. // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 1. – С. 29–32.

9. Дудник Д.И. Влияние угла падения записывающих пучков на гармонический состав голографических дифракционных структур в фотополимерных материалах / Д.И. Дудник, И.А. Викулина, К.О. Гусаченко, А.О. Семкин // Матер. Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2017». – 2017. – Ч. 3. – С. 21–23.

Дудник Дмитрий Игоревич
Студент каф. СВЧиКР ТУСУРа
Эл. почта: drinza10@gmail.com

Гусаченко Ксения Олеговна
Студентка каф. СВЧиКР ТУСУРа
Эл. почта: ksusha-27.96@mail.ru

Квасова Ирина Андреевна
Студентка каф. СВЧиКР ТУСУРа
Эл. почта: irinavickulina@yandex.ru

Семкин Артем Олегович
Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. СВЧиКР ТУСУРа
Эл. почта: a.o.semkin@gmail.com

Шульц Денис Сергеевич
Ассистент каф. ТЭО ТУСУРа
Эл. почта: sds@fdo.tusur.ru

Секция 8

**ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА
И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

*Сопредседатели секции: Шиняков Юрий Александрович, д.т.н., директор НИИ КТ;
Семенов Валерий Дмитриевич, к.т.н., профессор каф. ПрЭ*

УДК 621.396.41

К.В. Аржанов, А.В. Аржанова

Разработка и создание системы автоматического регулирования расхода деэмульгатора на установках подготовки нефти

Рассматривается проблема подготовки нефти. Установка подготовки нефти рассмотрена в общих чертах, проанализирован процесс разрушения водонефтяных эмульсий, в результате работы была разработана автоматическая система управления.

Ключевые слова: нефть, деэмульгатор, эффективность, автоматическое регулирование, подготовка нефти.

На сегодняшний день нефтегазовая отрасль занимает одну из важнейших областей экономического развития сибирских регионов РФ. В Западном Сибирском регионе существует 670 месторождений, средняя выработанность которых варьируется от 37 до 60%. Для добычи «сырой» нефти в разрабатываемый пласт подается рабочий агент – вода или газ для поддержания пластового давления (в 80% случаях используется вода), вследствие чего постепенно увеличивается обводненность нефтяных скважин. Средняя обводненность месторождений по России составляет 50–90%, а отделение нефти от воды повышает себестоимость добываемого сырья [1].

Сырье, получаемое из нефтяных месторождений, представляет собой смесь, состоящую из нефти, попутного нефтяного газа, воды и механических примесей [2]. Неподготовленный нефтепродукт транспортировать по магистральным нефтепроводам нельзя, так как при совместном течении всех составляющих: нефти, газа и воды – возникают большие потери скорости транспортирования из-за преодоления сил трения, а минерализованная пластовая вода и механические примеси вызывают коррозию и ускоряют абразивный износ оборудования. Поэтому необходимо очищать полученную нефть сразу при добыче.

Для отделения воды от нефти осуществляют добавление поверхностно-активных веществ – деэмульгаторов, которые содействуют коалесценции частиц воды, нагреву и сепарации. Наиболее затратной частью очистки нефти является расход деэмульгатора [3]. Коалесценция – это процесс увеличения мелких капель путем их слипания, вплоть до образования сплошной пленки, которое приводит к разделению фаз воды от нефти.

На сегодняшний день объем подаваемого деэмульгатора и температура в трубчатой печи задаются нормативным путем на начальных этапах разработки месторождений, и эти значения остаются постоянными. Как правило, расход деэмульгаторов устанавливается на минимально допустимом уровне, так как его перерасход приводит не только к большим экономическим потерям, но и грозит образованием обратных эмульсий типа "вода в нефти", разрушение которых в сепарационных установках вызывает дополнительные трудности.

Целью работы является создание системы автоматического регулирования подачи деэмульгатора в реальном масштабе времени в установках подготовки нефти в зависимости от температуры и выходного объема подготовленной для транспортирования нефти.

При протекании нефтепродукта по трубам в установках подготовки нефти (УПН) происходит постоянное смешивание воды и нефти, что приводит к образованию водонефтяной эмульсии, расслоение которой требует в последующем большого времени и затрат.

Устойчивость эмульсий – это способность их не разрушаться и не разделяться на дисперсную фазу и дисперсионную среду в течение определенного промежутка времени [2, 3].

К вариантам разрушения водонефтяной эмульсии относятся: отстаивание, фильтрация, деэмульгация, термическое воздействие, электрическое воздействие, воздействие магнитного поля [2, 3].

Выделяют несколько факторов, влияющих на устойчивость эмульсий: поверхностное натяжение, вязкость дисперсионной среды, температура, дисперсность частиц и т.д. Но главным фактором ус-

тойчивости эмульсии является крупность эмульгированных частиц. При уменьшении размеров капель действие гравитационных сил убывает и начинают превалировать силы, удерживающие их в стабильном взвешенном состоянии [4].

Основная задача деэмульгатора – это вытеснение с поверхностного слоя эмульсии капель воды.

Существует множество различных деэмульгаторов, и их эффективность определяется скоростью разрушения эмульсий вследствие снижения межфазного натяжения на границах раздела жидкостей. Объемы подачи определяются на каждом месторождении индивидуально, поскольку зависят от качества нефти и выбора самого деэмульгатора. Нерегулируемое количество подачи деэмульгатора при подготовке нефти ведет к экономическим потерям.

На рис. 1 представлена в общем виде установка подготовки нефти.

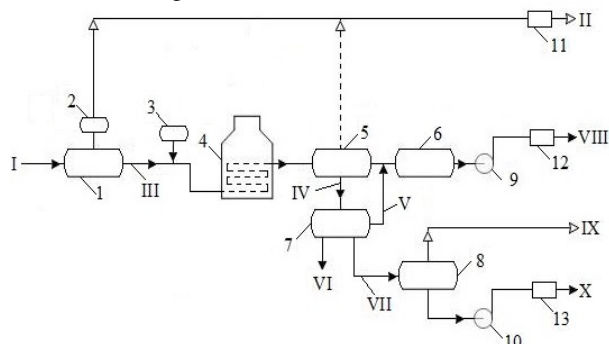


Рис. 1. Установка подготовки нефти

На рис. 1 показаны потоки: I – пластовая нефть; II – попутный нефтяной газ; III – нефть после первой ступени сепарации; IV – пластовая вода; V – уловленная нефть из отстойника воды; VI – механические примеси, шлам; VII – очищенная от механических примесей и нефти пластовая вода; VIII – нефть на цех подготовки и перекачки нефти; IX – газ на факел; X – вода на кустовую насосную станцию.

Для подготовки нефти используются: 1 – сепаратор первой ступени сепарации; 2 – каплеуловитель (газосепаратор); 3 – блок дозирования деэмульгатора; 4 – трубчатая печь; 5 – трёхфазовый сепаратор; 6 – отстойник для обезвоживания нефти; 7 – отстойник пластовой воды; 8 – дегазатор; 9, 10 – насосы; 11 – узел учёта попутного нефтяного газа; 12 – узел учёта нефти; 13 – узел учёта пластовой воды.

После подмешивания к нефти деэмульгатора нефтепродукт поступает в печь для подогрева, вследствие чего разность плотностей нефти и воды увеличивается, а вязкость нефти уменьшается, это позволяет ускорить процесс расслоения.

После подогрева нефть поступает в 3-фазный сепаратор, нефтепродукт состоит из смеси нефть, вода и газ. Нефть имеет более низкую плотность, поэтому она поднимается на поверхность водяной фазы. В ходе процесса также происходит отделение попутного газа, который направляется в газовую секцию и далее в узел учёта попутного нефтяного газа.

Рассматривая процесс осаждения частиц воды в водонефтяной эмульсии с известной зависимостью скорости осаждения от диаметра капли, температуры, плотности [5], следует, что скорость осаждения пропорциональна квадрату диаметра капли воды и квадрату температуры.

При числе Рейнольдса [5] (Re) = 0...1:

$$U = \frac{1}{18} \frac{D^2 (\rho_B - \rho_H)}{\mu_{\text{вяз}}} = \frac{1}{0,003294} D^2 (\rho_B - \rho_H) \times (1 + 0,0337T + 0,000221T^2), \quad (1)$$

а при $Re = 1...700$:

$$U = \left(\frac{4}{39}\right)^{2/3} \frac{D(\rho_B - \rho_H)^{2/3} (1 + 0,0337T + 0,000221T^2)^{1/3}}{(0,000183\rho_H)^{1/3}}, \quad (2)$$

где Re – число Рейнольдса, $Re = \frac{DV\rho_H}{\mu_{\text{вяз}}}$; U – скорость осаждения капли воды, м/с; V – характерная скорость, м/с; D – радиус частиц, м³; ρ_B, ρ_H – плотности воды и нефти, кг/м³; $\mu_{\text{вяз}}$ – динамическая вязкость нефти, Па·с; T – температура, К.

Из этих выражений видно, что в зависимости от числа Рейнольдса скорость осаждения зависит от диаметра капли и от температуры эмульсии. Обычно температуру подогрева эмульсии поддерживают постоянной, в соответствии с регламентом технологии подготовки нефти.

Поскольку число Рейнольдса в сепараторе не превышает 1, то при выборе режима подготовки нефти на УПН используется только первая формула (1) для $Re = 0...1$.

С целью поддержания наиболее эффективного процесса разделения водонефтяной эмульсии необходимо обеспечивать в реальном масштабе времени рациональное (близкое к оптимальному) соотношение подачи количества деэмульгатора и температуры в печи. Такое соотношение может быть контролируемо путем измерения температуры эмульсии и производительности УПН посредством измерения выхода товарной нефти. В процессе подготовки нефти необходимо автоматически поддерживать это соотношение [5].

На рис. 2 показана структурная схема контура автоматического регулирования, где коэффициенты преобразования установки подачи деэмульгатора и трубчатой печи соответствуют выражению (1), а сепаратор описывается интегрирующим звеном с транспортной задержкой.

Для реализации управления были рассмотрены следующие алгоритмы управления: FF/FB, Cascade, Override, Split-range control, Model Predictive Control (MPC) [6–8].

Все эти алгоритмы оказываются эффективными только в случае, когда известны параметры всех блоков (компонентов) системы регулирования и при условии незначительных их изменений в процессе эксплуатации УПН. Алгоритм MPC относится к классу алгоритмов, оптимизирующих управление в соответствии с моделью предсказания изменения

вектора состояния процесса [9, 10]. Алгоритм MPC решает задачу оптимизации на каждом шаге вычисления, что позволяет поддерживать оптимальные (или близкому к оптимальному) для системы параметры в режиме реального времени.

Проведено исследование использования в системе алгоритма MPC- и ПИД-регулятора.

Для моделирования процесса подготовки нефти была разработана модель с ПИД-регулятором процесса деэмульгирования, параметры объекта взяты по [5, 6]. На рис. 3 приведена математическая модель процесса деэмульгирования нефти, результат моделирования представлен на рис. 4. Компьютерное моделирование проводилось с помощью программы Matlab в приложении Simulink.

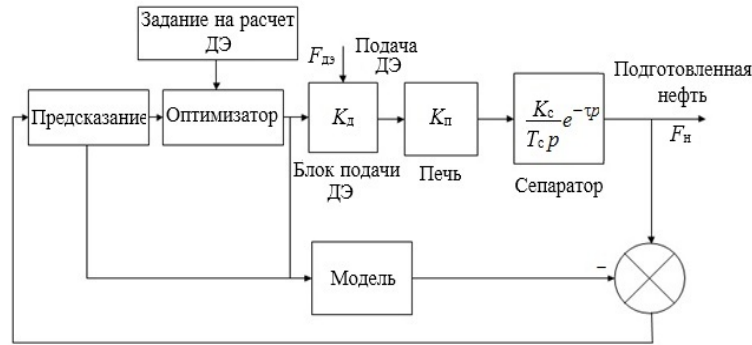


Рис. 2. Структурная схема

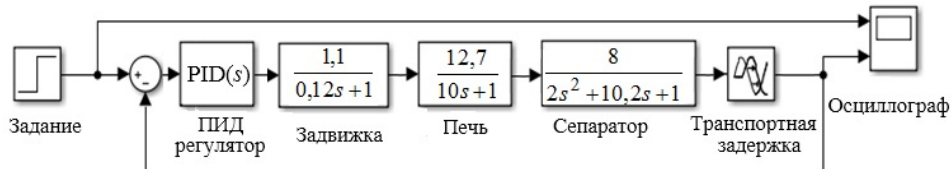


Рис. 3. Математическая модель процесса деэмульгирования нефти

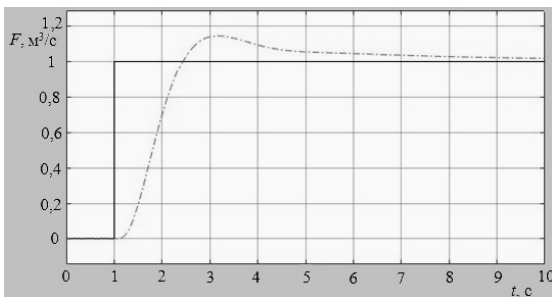


Рис. 4. Результат моделирования с использованием ПИД-регулирования

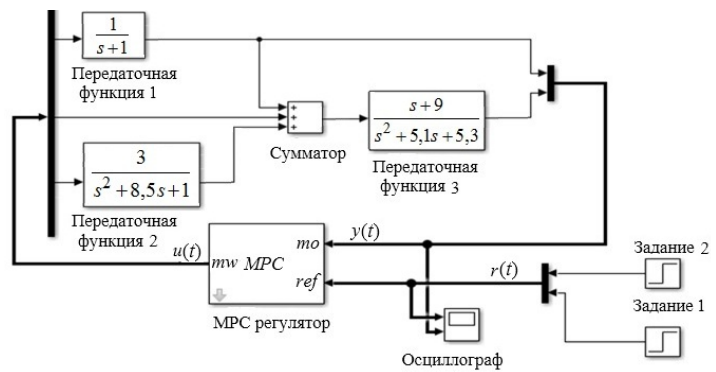


Рис. 5. Математическая модель процесса деэмульгирования нефти с использованием MPC-регулированием

Разработана модель процесса деэмульгирования нефти с использованием алгоритма MPC, представленная на рис. 5. Результат моделирования представлен на рис. 6.

Из результатов моделирования систем видно, что ПИД- и MPC-регуляторы обеспечивают заданное качество регулирования и могут быть успешно применены в автоматическом регулировании расхода деэмульгатора в установках подготовки нефти.

Выводы

В ходе выполнения работы был произведен литературный анализ, в результате которого было выявлено, что в установках подготовки нефти отсутствуют системы автоматического управления подачи деэмульгатора и системы регулирования температуры в трубчатой печи. Отсутствие этих систем уменьшает эффективность подготовки нефти.

Научная новизна работы заключается в создании системы автоматического регулирования подачи деэмульгатора в установки подготовки нефти.

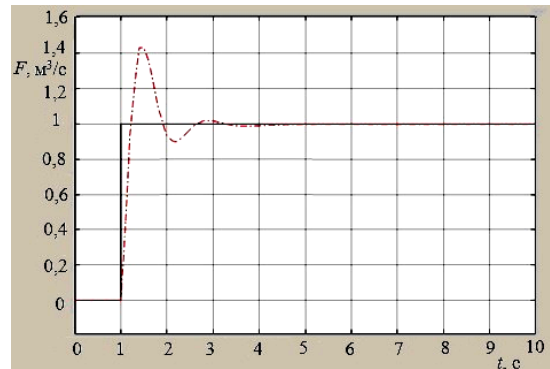


Рис. 6. Результат моделирования с использованием MPC-регулирования

Предложено регулировать по разработанному алгоритму подачу деэмульгатора в реальном масштабе времени в зависимости от температуры и выходного объема подготовленной для транспортирования нефти. Указанное решение позволяет расходовать количество деэмульгатора ровно в тех объемах, которые необходимы и достаточны для производства подготовленной нефти, которую можно транспортировать по магистральным нефтепроводам.

При моделировании процесса обезвоживания не было выявлено явного преимущества МРС-регулятора перед ПИД-регулятором. На практике ввиду сложного построения модели для МРС-регулятора рекомендуем использовать ПИД-регулятор в системе управления.

Литература

1. Все о минерально-сырьевом комплексе России и мира / Информационно-аналитический центр «Минерал» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: свободный: <http://www.mineral.ru/Facts/russia/131/288/index.html>, свободный (дата обращения: 25.04.2017).
2. Мановян А.К. Технология первичной переработки нефти и природного газа. – М.: Химия, 2001. – 568 с.
3. Веревкин А.П. Управление процессом подготовки нефти по агрегативной устойчивости водонефтяной эмульсии / А.П. Веревкин, О.В. Кирюшин, Ш.Ф. Уразметов // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – М, 2012. – № 4. – С. 33–35.

4. Клейтон В. Эмульсии. Их теория и технические применения. – М.: ИЗИНЛ, 1950. – 680 с.

5. Аржанова А.В. Оптимизация процесса расхода деэмульгатора на установке подготовки нефти // Стратегия устойчивого развития регионов России (Новосибирск). – 2017. – № 39. – С. 7–15.

6. Громаков Е.И. Проектирование автоматизированных систем управления нефтегазовыми производствами: учеб. пособие / Е.И. Громаков, А.В. Лиепиньш. – Томск: Изд-во ТГУ, 2016. – 360 с.

7. Stephanopoulos G. Chemical process control. – New Delhi: Prentice Hall of India, 1995. – 696 p.

8. Coughanowr D.R. Process systems analysis and control (2/e). – New York: McGraw-Hill Chemical Engineering Series, 1991. – 630 p.

9. Веремей Е.И. Управление с прогнозирующими моделями / Е.И. Веремей, М.В. Сотникова. – СПб: НИИ Химии СПбГУ, 2014. – 212 с.

10. Borrelli F. Predictive Control for linear and hybrid systems / F. Borrelli, A. Bemporad, M. Morari. – Cambridge: Cambridge University Press, 2015. – 464 p.

Аржанов Кирилл Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРА
Эл. почта: otdel11tomsk@yandex.ru

Аржанова Алла Владимировна

Инженер, АО научно-производственный центр «Полюс»
Эл. почта: ArzhanovaAB@yandex.ru

УДК 621.396.41

А.Ю. Мишина, С.П. Шкарупо, Н.О. Студенков, М.У. Эгамбердиев

Разработка блока питания для оборудования электроцикла

В настоящее время все большую популярность приобретает экологически чистый транспорт. Одним из основных видов данной категории является транспорт на электроприводе. Аккумуляторная батарея, установленная на электротранспорт, имеет напряжение больше необходимого для бортового питания 12 В, для этого требуется блок питания, обеспечивающий необходимый уровень напряжения для бортовой сети.

Ключевые слова: импульсный блок питания, электрооборудование.

Блоки питания всегда являлись важными элементами любых электронных приборов. Основная функция блоков питания – обеспечивать необходимое напряжение и ток.

В первую очередь классификация блоков питания осуществляется по принципу действия. Основные варианты здесь два:

- трансформаторный (линейный);
- импульсный (инверторный).

Импульсные блоки питания имеют маленькие габариты, высокие показатели КПД.[1]

Целью работы является разработка блока питания для бортового оборудования мотоцикла на электроприводе.

На рис. 1 приведена структурная схема устройства.

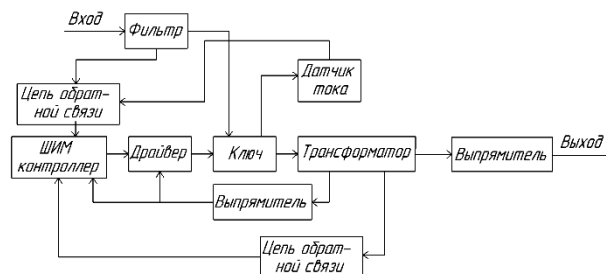


Рис. 1. Вариант структурной схемы блока питания

Описание схемы блока питания

Обратноходовый преобразователь – разновидность импульсных преобразователей напряжения с гальванической развязкой первичных и вторичных цепей.

Основным элементом обратного преобразователя является многообмоточный накопительный дроссель (который иногда называют трансформатором, хотя происходящие здесь и в трансформаторе процессы имеют существенные отличия).

При замыкании ключа к первичной обмотке дросселя прикладывается напряжение источника питания. В дросселе начинают почти линейно нарастать ток в первичной обмотке и магнитный поток в магнитопроводе, а следовательно, накапливается энергия. В качестве ключа обычно выступает транзистор. При размыкании ключа ток в первичной обмотке пропадает, но магнитный поток в дросселе не может измениться мгновенно, поэтому во второй обмотке начинает протекать почти линейно спадающий ток, отпирающий диод. Этот ток заряжает конденсатор и поступает в нагрузку. На первом этапе нагрузка питается только за счет энергии, полученной конденсатором во время второго этапа [2].

Основные составные части блока питания:

Фильтр – предотвращает помехи и различные наводки в цепи устройства.

Стабилизатор – предназначен для обеспечения питания электроники.

Датчик тока – выполняет функцию ограничения максимального тока для защиты силового ключа.

ШИМ-контроллер – предназначен для преобразования напряжения.

Драйвер. Основная его функция – открывает транзистор ключа.

Ключ – представлен одним полевым транзистором.

Трансформатор – выполнен на тороидальном сердечнике, работает при частоте 45 кГц, основная его функция – уменьшение напряжения.

Выпрямитель – преобразует импульсное напряжение, поступающее на вход, в постоянное напряжение.

Напряжение в блоке питания стабилизируется с помощью отрицательной обратной связи.

Оценка теплового режима блока питания

Для оценки теплового режима разрабатываемого устройства необходимо определить его потребляемую мощность, которая складывается из мощности, потребляемой элементами, составляющими его принципиальную схему.

Находим удельную мощность нагретой зоны, которая определяется как частное от деления мощности P_3 , рассеиваемой нагретой зоной, на условную поверхность нагретой зоны S_3 :

$$q_3 = P_3/S_3, \quad (1)$$

где условная поверхность нагретой зоны определяется по формуле

$$S_3 = 2[l_1 l_2 + (l_1 + l_2) l_3 K_3],$$

где $l_1 l_2$ – горизонтальные размеры корпуса аппарата; l_3 – вертикальный размер корпуса аппарата; K_3 – коэффициент заполнения, $K_3 = 0,25$.

$$q_3 = P_3/S_3 = 7,59/0,0022 = 345 \text{ Вт/м}^2.$$

Определяем по рис. 2 перегрев нагретой зоны от удельной мощности рассеивания. Перегрев составил 35 °С [3].

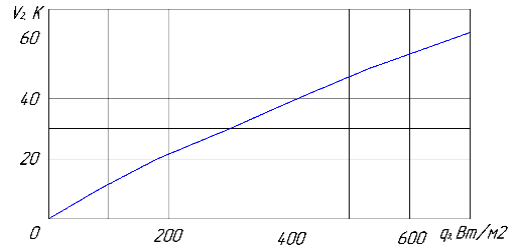


Рис. 2. Зависимость перегрева нагретой зоны от удельной мощности рассеивания

Термический анализ для тепловыделяющих элементов ПУ

В программе Solidworks имеется возможность симуляции термических процессов, с помощью которых можно анализировать теплопроводность изделия. Задав компонентам необходимый материал и температуру окружающей среды, запускается процесс моделирования. На рис. 3 показаны результаты анализов тепловыделения изделия при температуре окружающей среды 60 °С.

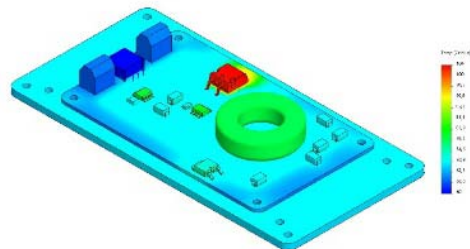


Рис. 3. Термический анализ блока питания при температуре 60 °С

Результаты выполненного моделирования термического процесса показали, что тепловыделения полевого транзистора, микросхем, трансформатора не превышают критической отметки и находятся в рабочем диапазоне температур, следовательно, нет необходимости использовать дополнительные системы охлаждения для отвода тепла, так как структуры самой ПП достаточно для охлаждения элементов.

На рис. 4 представлена фотография готового блока питания.



Рис. 4. Печатный узел разрабатываемого блока питания

Технические характеристики изготовленного блока

Параметр	Значения
Диапазон входного напряжения, В	35–60
Диапазон выходного напряжения, В	12–15
Максимальная мощность, Вт	75
Максимальный выходной ток, А	5
Габаритные размеры (не более), мм	140×70×20
КПД, %	85
Диапазон рабочих температур, °С	0–50
Масса, кг	0,35

Заключение

В процессе разработки были получены следующие результаты:

1. Разработан блок питания с улучшенными массогабаритными показателями.
2. Проведен термический анализ тепловыделяющих элементов.

Литература

1. Принцип работы импульсных блоков питания [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://fb.ru/article/191867/printsiprabotyimpulsnyih-blokov-pitaniya-shema-impulsnogo-bloka-pitaniya,свободный> (дата обращения: 08.09.2018).
2. Анализ процессов в обратномходовом преобразователе [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://pandia.ru/text/80/325/41250.php>, свободный (дата обращения: 08.09.2018).

3. Дульнев Г.Н., Тарновский Н.Н. Тепловые режимы электронной аппаратуры. – Л.: Энергия, 1971. – 248 с.

Мишина Анжелика Юрьевна

Магистрант каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: lika.mishina.95@mail.ru

Шкарупо Семен Петрович

Аспирант каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: main@xtronik.ru

Студенков Никита Олегович

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: studenkoff.play@yandex.ru

Эгамбердиев Махаммадумар Улугбекович

Магистрант каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: egamberdiev.umar@yandex.ru

УДК 621.314

И.Е. Гедзенко, В.Д. Семенов

Применение математического пакета MathCad для нахождения численных решений математической модели инвертирующего преобразователя

Представлены результаты применения прикладной программы MathCad для нахождения численных решений математической модели инвертирующего преобразователя, выраженной в системе дифференциальных уравнений состояния. Правильность полученных решений подтверждена имитационным моделированием в программе LTSpice.

Ключевые слова: инвертирующий преобразователь, математическая модель, дифференциальные уравнения, пакет MathCad.

На сегодняшний день при построении источников вторичного питания в качестве базовых модулей находят широкое применение импульсные преобразователи, система управления которых построена на основе широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Создание новых математических моделей и алгоритмической базы для отдельно взятых импульсных преобразователей позволяет обеспечить высокую точность расчетов, а также исследовать динамику работы преобразователя с целью обеспечения научно обоснованного выбора параметров регулятора, повышения надежности устройства и качества преобразования электрической энергии, что является актуальной задачей. Применение прикладных математических программ вроде MathCad позволяет без труда находить численные решения таких моделей. Далее показано применение стандартных функций в пакете MathCad для нахождения численных решений системы дифференциальных уравнений, описывающих математическую модель преобразователя напряжения инвертирующего типа.

На рис. 1 приведена функциональная схема инвертирующего преобразователя.

В работе [1] был предложен метод построения математических моделей силовых преобразователей

в базе разрывных коммутационных функций. На основе этого метода для преобразователя инвертирующего типа (рис. 1) математическую модель можно представить в виде системы дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [E \cdot F_k - i_L r_L - U_C (1 - F_k)]; \\ \frac{dU_C}{dt} = \frac{1}{C} [i_L (1 - F_k) - \frac{U_C}{R}], \end{cases} \quad (1)$$

где F_k – коммутационная функция, принимающая значения «1», если транзистор VS включен; и «0», если транзистор VS выключен (включен диод VD).

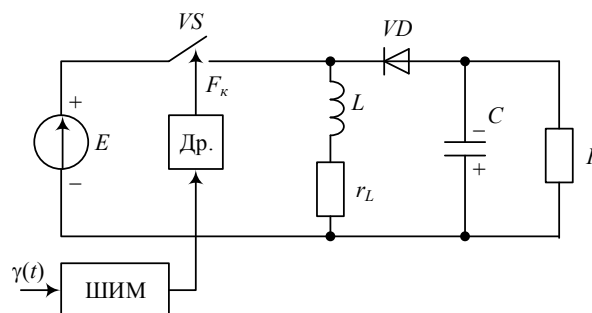


Рис. 1. Преобразователь напряжения инвертирующего типа

Наиболее универсальной функцией в системе MathCad для решения системы дифференциальных уравнений является `rkfixed`, которая основана на методе Рунге–Кутты с постоянным шагом. В случае если задача является специфической, рекомендуется применять альтернативные функции [2]. Так, для решения жесткой системы используются функции `Stiffb`, `Stiffi`, для решения систем с гладкими решениями – `Bulstoer`, а для медленно изменяющихся решений – `Rkadapt`. Из представленных выше функций наиболее точное решение было найдено с помощью функции `Rkadapt`. Данная функция также основана на методе Рунге–Кутты, однако размер шага подбирается в зависимости от того, насколько быстро изменяется приближенное решение. В областях, где приближенное решение изменяется быстро, подбирается более мелкая сетка, а более крупная – в тех областях, где оно изменяется медленно. Это позволяет повысить точность и сократить время на поиск решения.

Функции `Rkadapt(y, x1, x2, intval, D)` требуют задания следующих аргументов: y – вектор начальных условий размерности n , где n – есть порядок дифференциального уравнения или число уравнений в системе (если решается система уравнений); $x1$, $x2$ – граничные точки интервала, на котором ищется решение дифференциального уравнения. Начальные условия, заданные в векторе y , – это значение решения в точке $x1$; $intval$ – число точек, в которых ищется приближенное решение; D – функция, возвращающая значение в виде вектора из n элементов, содержащих первые производные неизвестных функций.

Для системы уравнений (1) также требуется сформировать коммутационную функцию. Для этого описывается пилообразный сигнал `saw(t)` с применением метода `floor(x)`, который возвращает наибольшее целое число вещественного x . После чего в блоке программирования с помощью условий `if-otherwise` формируется ШИМ-сигнал второго рода, который и является коммутационной функцией. С помощью константы D задается необходимый коэффициент заполнения импульса. На рис. 2 показаны пилообразный сигнал `saw(t)` и коммутационная функция `Fk(t)`

$$\text{saw}(t) := \frac{t}{T} - \text{floor}\left(\frac{t}{T}\right), \quad F_k(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } (D - \text{saw}(t)) > 0, \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

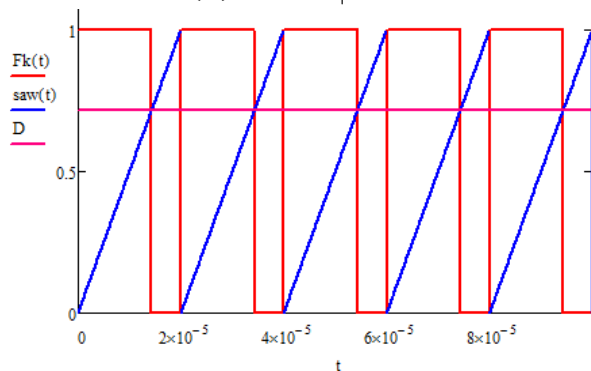


Рис. 2. Коммутационная функция для управления инвертирующим преобразователем

Для работы функции `Rkadapt` также требуется присвоить глобальной переменной `ORIGIN` единицу. Ниже приведён пример использования данной функции для решения системы дифференциальных уравнений (1) при нулевых начальных условиях (точный ноль в векторе y приводит к ошибке вычисления), на интервале 0 до 5 мс, с числом точек 10^5 .

Преобразователь на рис. 1 рассчитан со следующими параметрами: $E = 50$ В; $L = 100$ мкГн; $C = 10$ мкФ; $R = 100$ Ом; $r = 2$ Ом; $D = 0,714$; $U_{\text{вых}} = -100$ В.

$$y := \begin{pmatrix} 0,0001 \\ 0,0001 \end{pmatrix}, \quad x_2 := 0,005, \quad \text{intvls} := 10^5,$$

$$D(t, y) := \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \cdot [E \cdot F_k(t) - y_1 \cdot r - y_2 \cdot (1 - F_k(t))] \\ \frac{1}{C} \cdot [y_1 \cdot (1 - F_k(t)) - \frac{y_2}{R}] \end{bmatrix},$$

$$Z := \text{Rkadapt}(y, 0, x_2, \text{intval}, D).$$

В результате получены графики изменения тока в дросселе (рис. 3) и напряжения на конденсаторе (рис. 4).

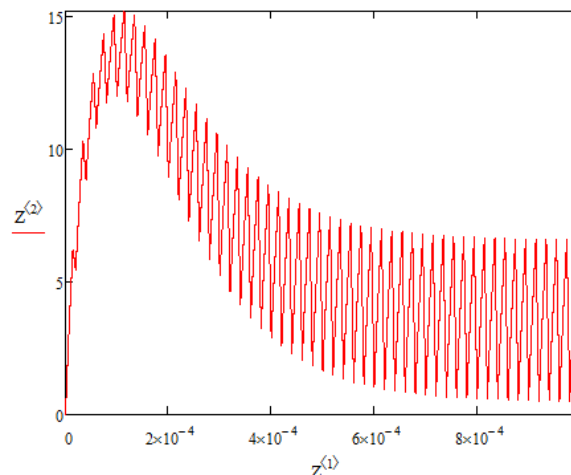


Рис. 3. График изменения тока в дросселе

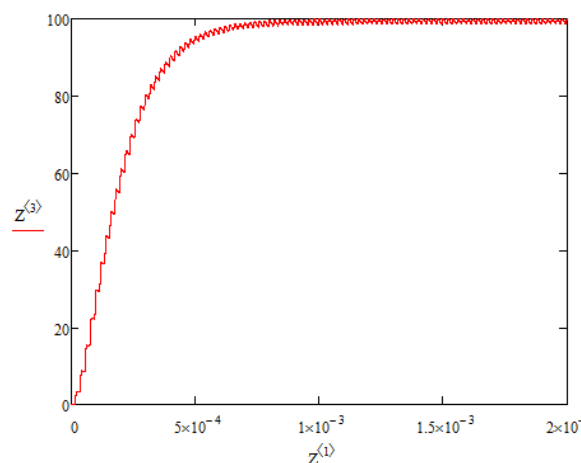


Рис. 4. График изменения напряжения на конденсаторе

Оциллограмма тока в дросселе и напряжения на конденсаторе показаны на рис. 5 и 6 соответственно. Правильность полученных решений можно проверить, проведя имитационное моделирование в программе LTSpice.

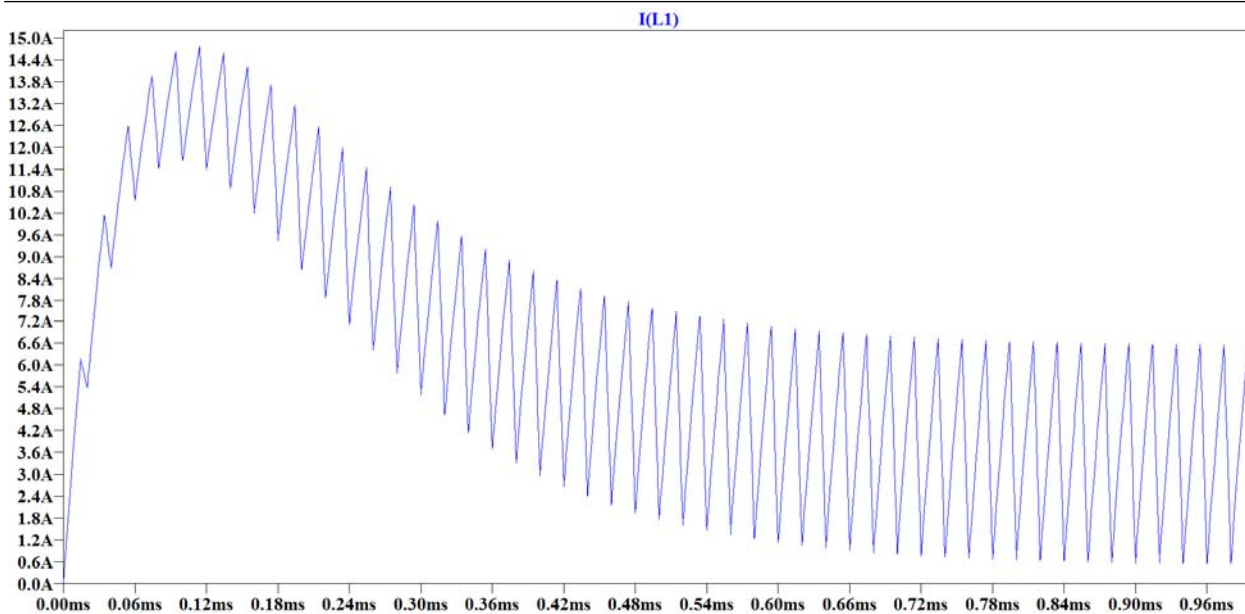


Рис. 5. Осциллограмма тока в дросселе

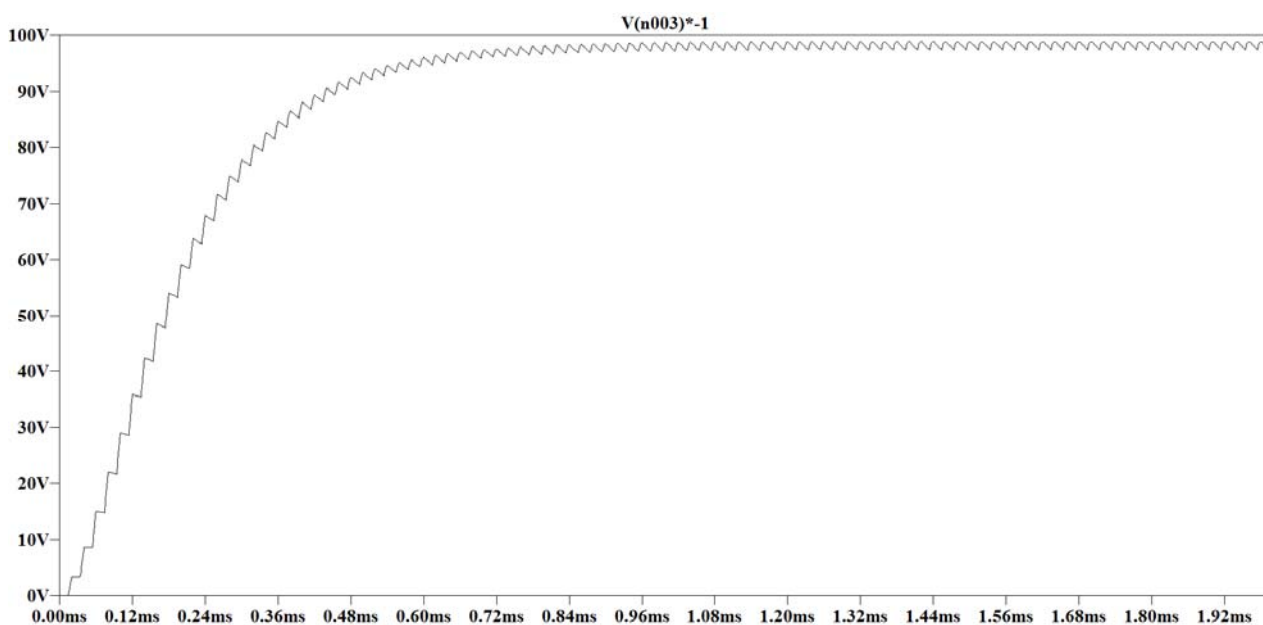


Рис. 6. Осциллограмма напряжения на конденсаторе

На рис. 7 показана модель инвертирующего преобразователя в программе LTSpice.

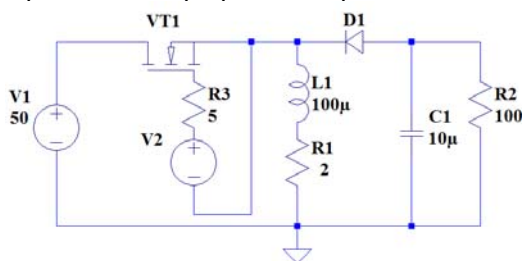


Рис. 7. Имитационная модель инвертирующего преобразователя в программе LTSpice

Легко заметить, что результаты, полученные с применением математической модели в программе MathCad, совпадают с результатами имитационного моделирования в программе LTSpice, что говорит о состоятельности математической модели.

Литература

1. Кобзев А.В. Применение метода коммутационных разрывных функций для построения математических моделей силовых преобразователей / А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Е.К. Фединых // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2(24), ч. 2. – С. 58–63.
2. Поршнев С.В. Численные методы на базе MathCad / С.В. Поршнев, И.В. Беленкова. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 464 с.

Гедзенко Илья Евгеньевич
Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: gedzenkoie@gmail.com

Семенов Валерий Дмитриевич
Канд. техн. наук, профессор ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

К.И. Хан, М.А. Кажмаганбетова, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.В. Кобзев

Конструкция и применение поверхностных нагревателей в комплексе локальной гипертермии

Рассматривается конструкция поверхностных нагревателей, используемых для проведения процедур термоабляции и гипертермии костных тканей. Рассчитаны параметры нагревательных элементов с учетом их работы с подключением к комплексу локальной гипертермии «Феникс 2». Предлагается пластичная конструкция нагревателя, способная работать при температурах свыше ста градусов. Применимость данной конструкции проверена на практике.

Ключевые слова: гипертермия, термоабляция костных тканей, комплекс локальной гипертермии.

Комплекс локальной гипертермии «Феникс-2» (далее – КЛГ, комплекс) предназначен для лечения онкологических и других заболеваний путем создания и поддержания на заданном уровне высокой температуры в незамкнутом объеме живой ткани. Комплекс позволяет осуществлять тепловое воздействие как на поверхностные, так и на глубоко расположенные опухоли. В основе функционирования комплекса лежит использование теплового действия постоянного тока, использование которого не имеет отрицательного воздействия на организм пациента или медицинского персонала. КЛГ «Феникс-2» воздействует на ткани температурой, стабилизированной с точностью $\pm 1,0$ °C на уровне 45 °C для гипертермии и 70–90 °C для термоабляции. Поддержание температуры на заданном уровне осуществляется электронными мостовыми схемами без использования дополнительных термодатчиков [1].

Все нагреватели состоят из биологически неактивных материалов и могут быть использованы интраоперационно.

Мощность нагревателя

Все нагреватели, подключаемые к комплексу локальной гипертермии «Феникс 2», должны соответствовать определенным требованиям: зависимость сопротивления нагревателя от температуры должна быть постоянна, функция зависимости должна быть известна и записана в память нагревателя; сопротивление нагревателя должно быть в диапазоне от 4 до 10 Ом; влияние других параметров нагревателя, таких как деформация, ЭМ-излучение и др. на сопротивление должно быть значительно меньше, чем влияние температуры; разница температур на различных участках нагревателя не должна превышать 1 °C; максимальная температура на поверхности нагревателя 110 °C; время нагрева кости от 36 до 45 °C должно составлять не более 10 мин [2].

Перечисленные ограничения необходимо учитывать при разработке конструкции нагревателя. Материал нагревателя должен иметь высокий температурный коэффициент для того, чтобы иметь возможность определения температуры нагревателя по его сопротивлению. Таким материалом является медь. При этом необходимо учитывать то, что медь обладает малым значением удельного сопротивле-

ния, поэтому необходимо использовать медный проводник с малым сечением и большой длиной, для того чтобы сопротивление нагревателя соответствовало заданному диапазону. Рассчитаем минимальную длину медного провода сечением 0,19 мм.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} = \rho \cdot \frac{l}{\pi \cdot (d^2/4)},$$

где ρ – удельное сопротивление материала; l – длина проводника; S – площадь поперечного сечения проводника; d – диаметр сечения проводника;

$$l = \frac{\pi \cdot d^2 \cdot R}{4 \cdot \rho} = 6,6 \text{ м.}$$

Мощность, необходимую для нагрева опухолевой зоны кости диаметром 3 см и длиной 5 см, можно посчитать по формуле

$$P = \frac{m \cdot c \cdot \Delta T}{t},$$

где m – масса объекта; c – удельная теплоемкость объекта; ΔT – изменение температуры; t – время нагрева.

Удельная теплоемкость кости неоднородна, поэтому получить точное значение для каждого вида кости невозможно. Используем максимальное значение для вычисления максимально необходимой мощности, но при этом нужно учитывать, что в некоторых случаях такая мощность будет избыточной. Точно определить массу кости заданного размера тоже невозможно ввиду неоднородности её плотности. Более того, средняя плотность кости зависит от возраста, пола и многих других факторов. Поэтому используем максимальную плотность кости 1,8 г/см³. Таким образом, максимальная мощность, необходимая для нагрева выбранной кости, составит

$$P = \frac{1,8 \cdot 3,14 \cdot 3^2 \cdot 5 \cdot 2,7 \cdot (45 - 36)}{4 \cdot 600} = 11,4 \text{ Вт.}$$

Учтем, что нагреватель прилегает к кости только одной плоскостью, тогда КПД нагревателя составит 50%. При этом полная мощность равна 22,8 Вт. В данной статье не учитывается отвод тепла на прилегающие ткани и распространение по длине кости. Поэтому данные расчеты необходимы только для приблизительного определения значения мощности. Согласно приведенным расчетам для достижения заданных параметров необходимо осуществлять нагрев с мощностью примерно 25 Вт. Один канал

комплекса локальной гипертермии способен обеспечить 5 Вт. Таким образом, для одного поверхностного нагревателя необходимо использовать 5 каналов комплекса.

Конструкция нагревательного элемента

Использование пяти каналов комплекса обуславливает использование пяти нагревательных элементов. Каждый нагревательный элемент, согласно приведенным выше расчетам, должен представлять собой медный изолированный провод диаметром 0,19 мм и длиной 6,6 м. Для обеспечения равномерности нагрева необходимо использовать спиралевидную конструкцию нагревателя. Ось спирали нагревательного элемента должна совпадать с длинной стороной нагревателя. В качестве стержня спирали используется медный провод с сечением 0,5 мм. Для обеспечения электрической изоляции между витками провод нагревательного элемента должен быть покрыт лаковой изоляцией. Провод, являющийся стержнем, имеет ПВХ-изоляцию. Такая конструкция нагревателя позволяет обеспечить пластичность конструкции и равномерное распределение температуры. Чертеж нагревательного элемента в разрезе приведен на рис. 1.

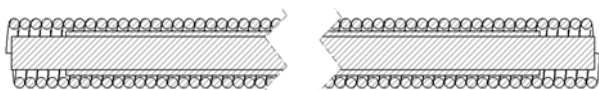


Рис. 1. Чертеж нагревательного элемента в разрезе

Оболочка нагревателя

Предложенные нагревательные элементы должны удерживаться на малом расстоянии друг от друга для достижения наилучшего распределения температуры. При этом конструктивный элемент, удерживающий их, должен обладать свойством эластичности и иметь высокую прочность на разрыв.

В качестве материала оболочки выбран «Пент-Эласт-9121». Данный материал биологически и химически пассивен, что позволяет использовать его при проведении операций. Максимальная температура, которая приводит к деструктуризации материала, превышает 200°, что удовлетворяет предъявляемым требованиям к материалу оболочки. Чертеж вида сверху в разрезе приведен на рис. 2.

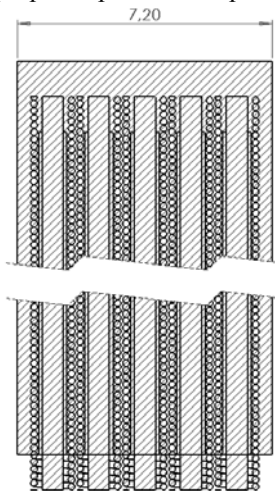


Рис. 2. Чертеж нагревателя, вид сверху в разрезе

Геометрически нагревательные элементы должны быть смещены к одной из граней оболочки. Данная грань является «рабочей» и должна иметь непосредственный контакт с поверхностью кости. Эта мера необходима для уменьшения тепловых потерь в материале оболочки при передаче энергии от нагревательного элемента к кости.

Заключение

Применимость предложенной конструкции для термоабляции костей была проверена на практике. Целью дальнейшего исследования является определение термодинамических характеристик с помощью имитационной модели нагревателя. Также необходимо исследовать механические характеристики для оценки надежности конструкции.

Литература

1. Пахмурин Д.О. Электронные устройства управления температурой в незамкнутом объеме живой ткани: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. – Томск, 2012. – 111 с.
2. Кобзев А.В., Семенов В.Д., Пахмурин Д.О. и др. Пат. 2527363 РФ. Способ реализации термоабляции опухоли костей. – Бюл. – 2013. – №1.
3. Патент 78659 РФ, МПК А61В 18/04. Установка и устройство для лечения опухолевых заболеваний / А.В. Кобзев, Д.О. Пахмурин, В.Д. Семенов, А.А. Свиридов. – № 2008128639/22; заявл. 14.07.2008; опубл. 10.12.2008. – Бюл. № 34. – 14 с.
4. Литвинов А.В. Микропроцессорная система управления устройства стабилизации температуры для реализации метода локальной гипертермии / А.В. Литвинов, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов и др. // Актуальные направления фундаментальных и прикладных исследований. – 2013. – Т. 2, №1. – С. 139–142.
5. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
6. Фокин В.М. Основы технической теплофизики / В.М. Фокин, Г.П. Бойков, Ю.В. Видин. – М.: Машиностроение-1, 2004. – 172 с.
7. Хуторной А.Ю. Электротепловая аналогия при стабилизации температуры нагревателя в области живой ткани / А.Ю. Хуторной, А.В. Литвинов, В.Н. Учайев и др. // Научная сессия ТУСУР–2010: матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: ТУСУР, 4–7 мая 2010 г. – Ч. 4 – С. 149–152.
8. Коновалов Б.И., Лебедев Ю.М. Теория автоматического управления: учеб.-метод. пособие. – Томск: Факультет дистанционного обучения ТУСУРа, 2010. – 162 с.

Хан Кирилл Иннокентьевич

Студент магистратуры ТУСУРа
Эл. почта: kazmorebig@ya.ru

Кажмаганбетова Малика Аскарровна

Студентка магистратуры ТУСУРа
Эл. почта: malikauku@gmail.com

Пахмурин Денис Олегович

Канд. техн. наук, доцент каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: pdo@ie.tusur.ru

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Кобзев Анатолий Васильевич

Д-р техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа

М.А. Кажмаганбетова, К.И. Хан, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.В. Кобзев

Выбор корректора коэффициента мощности и построение его имитационной модели в среде Matlab/Simulink

Приведен выбор корректора коэффициента мощности для использования в модуле силового питания комплекса локальной гипертермии. Приведена информация, позволяющая построить имитационную модель корректора коэффициента мощности в среде Matlab/Simulink. Показано, что при несинусоидальном напряжении сети потребляемый ток должен иметь такую же форму, что обеспечивает максимальный коэффициент мощности. Проведено моделирование корректора коэффициента мощности при введении третьей гармоники сети.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, моделирование, комплекс локальной гипертермии.

Комплекс локальной гипертермии – это электронный медицинский прибор, который осуществляет нагрев органов и локальных участков тела человека с помощью специальных нагревателей. В основе гипертермии стоит нагрев пораженного участка тела до температуры 44–45 °С, при которой клетки, пораженные опухолью, погибают.

Комплекс локальной гипертермии имеет в своем составе модуль силового питания, который обеспечивает необходимую мощность 600 Вт. Мощность модуля силового питания превышает 100 Вт, поэтому возникает необходимость установки корректора коэффициента мощности (ККМ).

Выбор принципа построения ККМ и построение его имитационной модели является актуальной задачей.

Имитационная модель корректора коэффициента мощности будет подстраивать форму потребляемого тока к форме кривой напряжения питающей сети. Когда кривые напряжения и тока совпадают, то коэффициент мощности, определяемый как отношение активной мощности к полной, будет близок единице.

Принцип работы корректора коэффициента мощности

Существует два различных метода улучшения коэффициента мощности. Это метод пассивной коррекции коэффициента мощности, который реализуется при помощи включения *L*- и *C*-фильтров, и метод активной коррекции мощности. Пассивные фильтры просты и надежны в работе, но имеют повышенные массогабаритные показатели и сложны в перестройке на фильтрацию разных гармоник [1, 2].

Активные корректоры мощности обычно строятся на основе непосредственного повышающего преобразователя [1, 2]. Входное напряжение выпрямляется при помощи диодного моста. Далее вместо фильтрующего конденсатора идет повышающий преобразователь, в котором схема управления корректором задает алгоритм работы ключевого транзистора. Информация о выпрямленном входном напряжении отслеживается с помощью датчика входного напряжения. Когда ключевой транзистор переводится в открытое состояние, ток в индуктивности начинает линейно нарастать. Величина тока дросселя фиксируется датчиком тока и преобразуется в

пропорциональное напряжение. Величина напряжения, снимаемая с датчика тока, сравнивается с величиной напряжения с датчика входного напряжения. В зависимости от того, в каком режиме работает корректор мощности – в режиме прерывистого тока дросселя или режиме непрерывного тока дросселя, схема управления закрывает транзистор и происходит спад тока в первичной цепи до нулевого значения или до некоторого среднего значения соответственно.

Активные корректоры также снабжаются узлами стабилизации выходного напряжения, которые компенсируют изменения сетевого напряжения и величины сопротивления нагрузки. В схему корректора включаются датчик напряжения нагрузки и усилитель ошибки, которые стабилизируют выходное напряжение ККМ при заданной форме потребляемого тока. Величины напряжений, полученные из датчика напряжения нагрузки и датчика входного тока, перемножаются, и полученный таким образом выходной сигнал управляет ключевым транзистором.

Функциональная схема активного корректора коэффициента мощности приведена в работе [3]. Целью данной работы является разработка её имитационной модели.

Алгоритмы управления корректором коэффициента мощности

Корректор мощности имеет несколько алгоритмов управления. Один из таких алгоритмов – это алгоритм, основанный на выключении транзистора по заданному максимальному току дросселя. При этом включение транзисторного ключа происходит по сигналу тактового генератора, а выключение – при максимальном токе дросселя. Вторым известным алгоритмом основан на включении транзистора по заданному минимальному току дросселя. При этом транзисторный ключ включается при достижении минимального тока дросселя, а выключается по сигналу генератора импульсов. К недостаткам данного алгоритма можно отнести чувствительность к помехам при коммутации и жесткие условия выключения силового диода [1, 2].

Алгоритм управления по среднему значению тока реализует скользящий режим переключения относительно заданного тока дросселя. Он устраняет недостаток чувствительности к помехам. Три рас-

смотренных алгоритма применяются в режиме непрерывного тока дросселя. В режиме прерывистого тока дросселя применяют алгоритм «граничного» управления и алгоритм разрывных токов. В алгоритме «граничного» управления ток дросселя снижается до нуля, и в этот момент происходит включение транзистора.

Алгоритм разрывных токов схож с алгоритмом «граничного» управления, с той лишь разницей, что открытие транзистора происходит по сигналу тактового генератора. Оба алгоритма имеют более «мяг-

кие» условия переключения силового диода. Преимуществом этих алгоритмов является то, что в режиме прерывистых токов, в полупроводниковых приборах при переключении выделяется меньше мощности потерь, чем в режиме непрерывного тока.

Преимущество режима непрерывного тока дросселя в том, что высшие гармоники тока выражены достаточно слабо, а пульсации напряжения на выходе незначительны. Далее будем рассматривать режим непрерывного тока дросселя с алгоритмом управления по среднему значению тока.

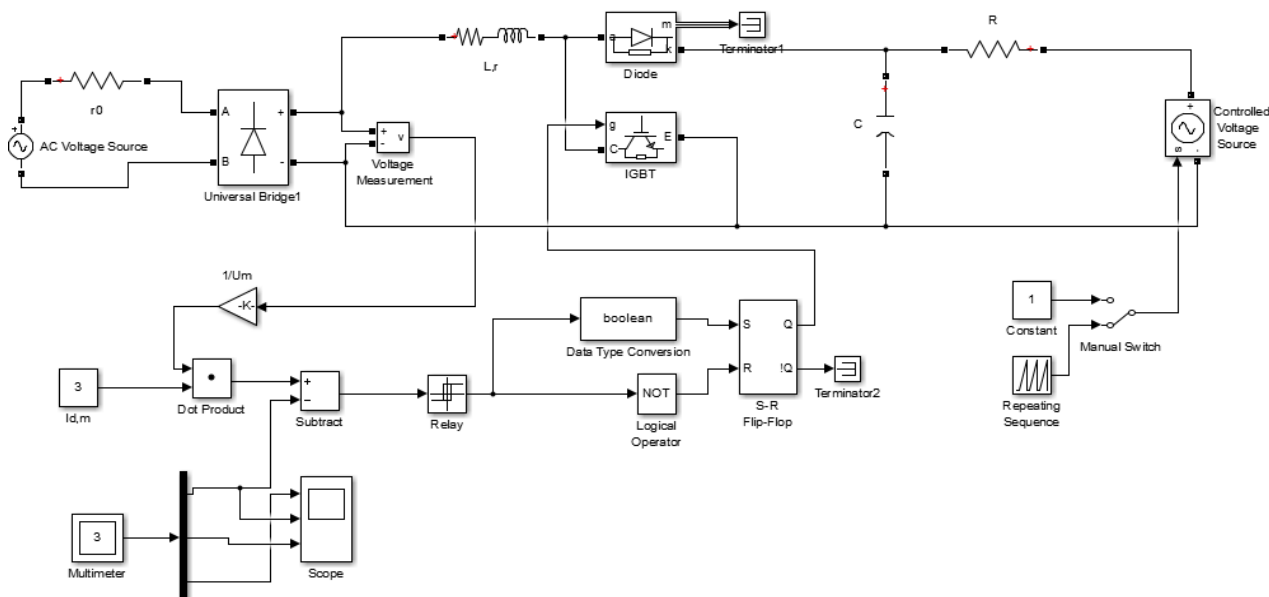


Рис. 1. Имитационная модель ККМ в среде Matlab/Simulink

Моделирования корректора коэффициента мощности

Имитационная модель корректора мощности строится на основе повышающего преобразователя. Напряжение с источника АС выпрямляется с помощью диодного моста UB. Выпрямленное напряжение снимается датчиком напряжения VM и делится на амплитуду U_m входного напряжения с помощью усилителя K, так что на выходе делителя получаем сигнал синусоидальной формы, который определяет форму потребляемого из сети тока. Этот сигнал перемножается с заданной амплитудой тока. Эти три блока обеспечивают заданную форму и амплитуду тока дросселя.

Далее после блока умножения стоит вычитатель S, с помощью которого из заданного тока дросселя вычитается измеряемый ток дросселя. Блок реле R отвечает за переключение RS-триггера. Как только измеряемый ток превышает заданный, реле сбрасывается в ноль и триггер закрывает транзистор.

Данным способом осуществляется управление корректором коэффициента мощности.

Необходимые величины токов и напряжений снимаются с соответствующих датчиков и подаются на блок осциллографа Scope при помощи мультиметра M. В настройках мультиметра M выбираются необходимые измерения.

Настройки мультиметра, принятые в имитационной модели, приведены на рис. 2.

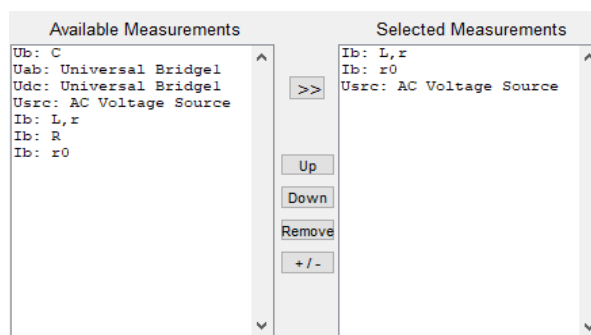


Рис. 2. Окно настройки блока мультиметра в среде Matlab/Simulink

Результаты моделирования корректора коэффициента мощности

Из полученных графиков на рис. 3 видно, что имитационная модель ККМ «подгоняет» входной ток под синусоидальную форму входного напряжения.

Для проверки реакции ККМ на несинусоидальность напряжения сети добавлен блок, вводящий дополнительную гармонику во входное напряжение.

Из полученных графиков видно, что ККМ полностью обрабатывает дополнительную гармонику. И формы входного напряжения и входного тока совпа-

дают. Покажем, что при этом реализуется максимальный коэффициент мощности. Для этого рассмотрим выражения для определения мощности несинусоидальных периодических сигналов.

Мощность несинусоидального тока равна сумме средних мощностей отдельных гармоник

$$P = \sum_k P_k, \quad (\text{от } k = 1). \quad (1)$$

Полная мощность определяется как произведение действующих тока и напряжения:

$$S = UI = \sqrt{\left(\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2\right) \cdot \left(\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2\right)}, \quad (\text{от } k = 1). \quad (2)$$

Коэффициент мощности определяется выражением

$$\chi = P/S. \quad (3)$$

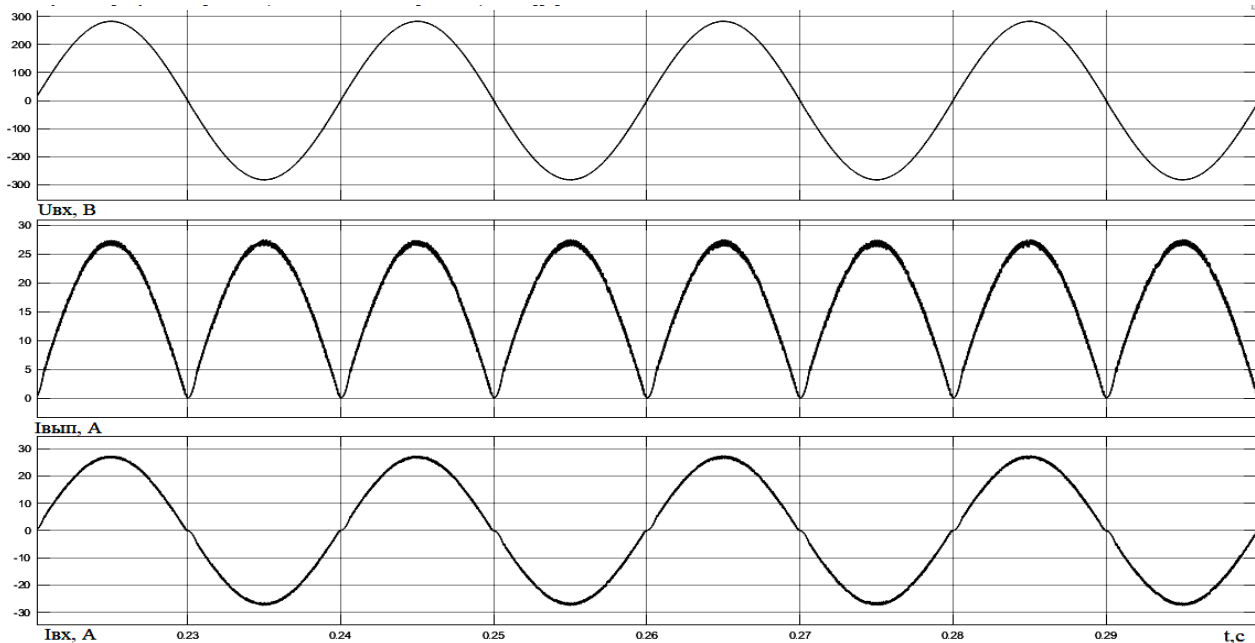


Рис. 3. Результаты моделирования работы ККМ в среде Matlab/Simulink

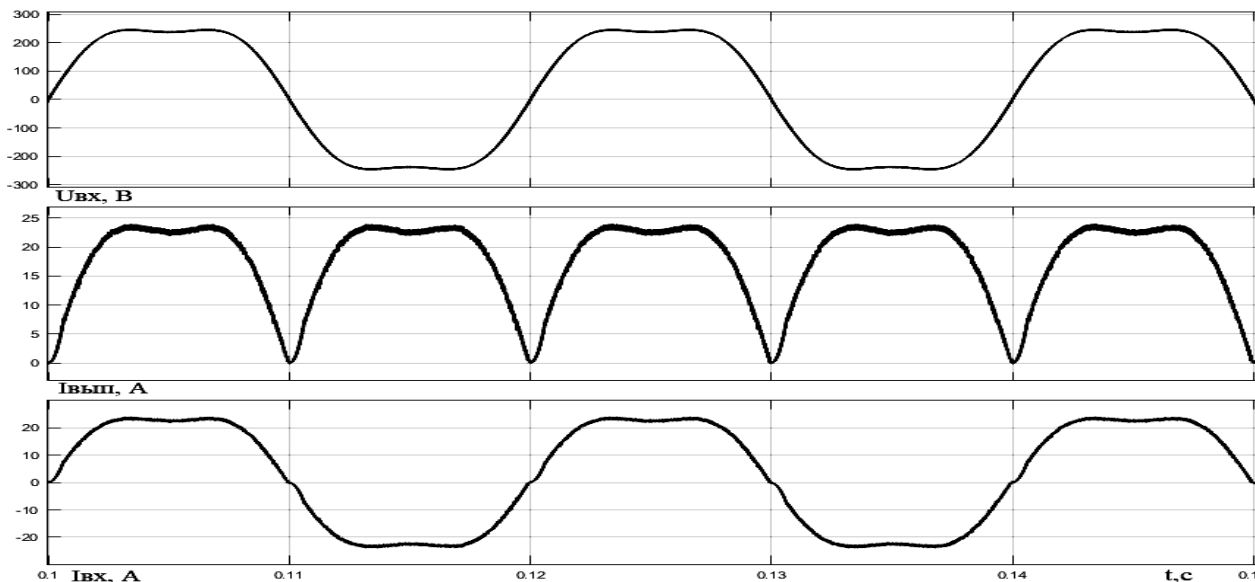


Рис. 4. Результаты моделирования работы ККМ с дополнительной гармоникой во входном напряжении в среде Matlab/Simulink

В случае добавления третьей гармоники активная, реактивная и полная мощности будут равны

$$P = U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_3 I_3 \cos \varphi_3, \quad (4)$$

$$Q = U_1 I_1 \sin \varphi_1 + U_3 I_3 \sin \varphi_3, \quad (5)$$

$$S = \sqrt{(U_1^2 + U_3^2)(I_1^2 + I_3^2)}. \quad (6)$$

Для несинусоидальных токов выражения мощности рассмотрены в источнике [5]. Показано, что при совпадении формы кривой напряжения и тока значения фаз $\varphi_1 = \varphi_3$, а амплитуды токов и напряжений пропорциональны $U_1/I_1 = U_3/I_3$. Если эти условия выполняются, то это значит, что мощность

искажения равна нулю и полная мощность, равна сумме активной и реактивной составляющей.

При этом если мгновенное значение тока и напряжения переходит через ноль в одной точке, то фаза первой гармоники будет равна нулю. При выполнении этого условия и идентичности формы кривых тока и напряжения можно сделать вывод, что $\varphi_1 = \varphi_3 = 0$ и потребляемая реактивная мощность Q равна нулю. Также при увеличении количества гармоник корректор мощности должен обладать достаточным быстродействием для выполнения этого условия.

Из этого следует, что из сети следует потреблять ток, идентичный по форме напряжению. Если это условие не выполняется, то появляется реактивная составляющая и значение коэффициента мощности уменьшается.

Литература

1. Герман-Галкин С.Г. Школа MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники в среде MATLAB/Simulink. – Урок 14: Анализ, расчет и исследование корректора коэффициента мощности // Силовая электроника. – 2010. – № 1.
2. Васильев А., Худяков В., Хабужов В. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных устройств // Силовая электроника. – 2004. – № 2.
3. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005.
4. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB-SimPowerSystem-Simulink. – СПб: Питер, 2008.
5. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей. – М.: Энергия, 1975. – С. 322–323.

6. Пахмурин Д.О. Электронные устройства управления температурой в незамкнутом объеме живой ткани: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. – Томск, 2012. – 111 с.

7. Кобзев А.В., Семенов В.Д., Пахмурин Д.О. и др. Пат. 2527363 РФ. Способ реализации термоабляции опухоли костей. – Бюл. – 2013. – №1.

8. Патент 78659 РФ, МПК А61В 18/04. Установка и устройство для лечения опухолевых заболеваний / А.В. Кобзев, Д.О. Пахмурин, В.Д. Семенов, А.А. Свиридов. – № 2008128639/22; заявл. 14.07.2008; опубл. 10.12.2008. – Бюл. № 34. – 14 с.

9. Литвинов А.В. Микропроцессорная система управления устройства стабилизации температуры для реализации метода локальной гипертермии / А.В. Литвинов, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов и др. // Актуальные направления фундаментальных и прикладных исследований. – 2013. – Vol. 2, №1. – С. 139–142.

Кажмаганбетова Малика Аскарровна

Студентка магистратуры ТУСУРа
Эл. почта: malikauku@gmail.com

Хан Кирилл Иннокентьевич

Студент магистратуры ТУСУРа
Эл. почта: kazmorebig@ya.ru

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Пахмурин Денис Олегович

Канд. техн. наук, доцент каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: pdo@ie.tusur.ru

Кобзев Анатолий Васильевич

Д-р техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа

УДК 621.311.62

Д.А. Корольский, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко

Анализ динамических свойств реверсивного преобразователя в источнике питания светодиодного светильника повышенной надежности

Рассмотрен принцип построения и работы источников питания светодиодных светильников без использования электролитических конденсаторов. Построена и исследована имитационная модель схемы замещения преобразователя с замкнутой системой управления. Выявлены границы перехода работы преобразователя из нормального режима работы в аномальный режим при изменении коэффициента усиления сигнала ошибки по току нагрузки.

Ключевые слова: источник питания, преобразователь, электролитический конденсатор, реверсивный преобразователь.

В настоящее время широкое распространение получило светодиодное освещение. Светодиодные лампы и светильники более эффективны и долговечны. При использовании такого типа освещения в быту основным критерием конкурентоспособности является стоимость изделия. Однако, зачастую, производители, пытаясь снизить стоимость своих изде-

лий, закладывают недостаточно большой запас по электрическим режимам эксплуатации электронных компонентов, использующихся в этих изделиях. При таком подходе производители получают низкую надежность изделий, быстрый их выход из строя. Однако даже при правильном конструировании светодиодных изделий не всегда удается достигнуть вы-

соких показателей надежности при использовании традиционных источников питания светодиодных модулей из-за использования в них электролитических конденсаторов с низкими показателями надежности [1]. Кроме того, электролит в таких конденсаторах со временем высыхает, и это приводит к снижению номинальной емкости. Для повышения надежности разрабатываются и исследуются схемотехнические решения, в которых используются дополнительные накопители энергии для «дозированной» ее передачи в нагрузку [2–4]. Электрические структурные схемы такого преобразователя и традиционного преобразователя представлены на рис. 1.

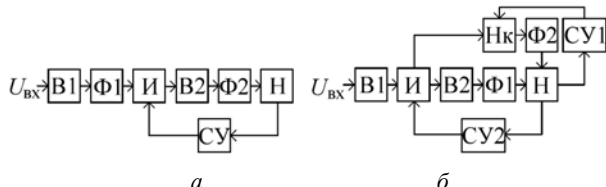


Рис. 1. Структурная электрическая схема традиционного преобразователя – а; структурная схема преобразователя с введенным накопительным компонентом – б

В схеме на рис. 1 обозначено: В1 – входной выпрямитель; Ф1 – сглаживающий фильтр; И – инвертор; В2 – выходной выпрямитель; Ф2 – выходной сглаживающий фильтр; Н – нагрузка; СУ, СУ1, СУ2 – система управления; Нк – накопительный конденсатор).

Особенность структурной схемы преобразователя на рис. 1, б заключается в том, что на выходе выпрямителя отсутствует сглаживающий конденсатор, а вместо него используется конденсатор для накопления энергии и передачи ее в нагрузку в моменты времени, когда входное напряжение $U_{вх}$ низкое. Такое решение позволит уменьшить емкость конденсатора Нк, получив постоянный ток в нагрузке без уменьшения мощности нагрузки. При этом появляется возможность замены электролитического конденсатора на пленочный конденсатор, имеющий показатели надежности на порядок выше.

Одно из таких решений представлено на рис. 2 [5].

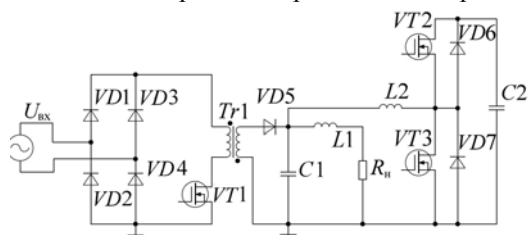


Рис. 2. Схема электрическая преобразователя с накопительным конденсатором

Конденсатор $C2$ служит накопительным компонентом. Транзисторы $VT2$ и $VT3$ переключаются в противофазе. Реверсивный преобразователь работает следующим образом: в моменты времени, когда усредненное значение тока вторичной обмотки трансформатора $Tr1$ больше тока нагрузки, работа происходит в режиме повышения напряжения, при

этом конденсатор $C2$ заряжается током дросселя $L2$. В моменты времени, когда усредненный ток вторичной обмотки трансформатора $Tr1$ меньше тока нагрузки, происходит разряд конденсатора $C2$ на нагрузку R_n . Ток дросселя $L2$ протекает в обратном направлении, схема работает в режиме понижения напряжения.

В одной из работ, посвященной данному преобразователю [6], была построена его схема замещения с разомкнутой системой управления, получены основные аналитические зависимости для силовой части, а также получена зависимость модулирующего напряжения для управления ключами реверсивного преобразователя. Целью данной работы является построение и исследование схемы замещения данного преобразователя с замкнутой системой управления.

Схема замещения преобразователя

На рис. 3 представлена схема замещения исследуемого преобразователя. Все принятые в работе [6] допущения сохранены.

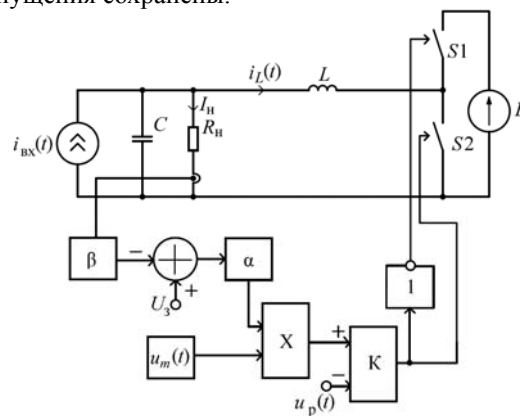


Рис. 3. Схема замещения преобразователя с замкнутой обратной связью

В схеме на рис. 3 приняты обозначения: $i_{вх}(t)$ – ток источника тока – входной ток; $i_L(t)$ – ток дросселя L ; I_n – ток нагрузки R_n ; C – емкость конденсатора сглаживающего фильтра; R_n – сопротивление нагрузки; L – индуктивность дросселя реверсивного преобразователя; $S1$ и $S2$ – ключевые элементы; E – источник постоянного напряжения; β – коэффициент передачи датчика обратной связи; α – коэффициент усиления сигнала обратной связи; U_3 – задающее напряжение; $u_p(t)$ – развертывающее напряжение; K – компаратор; 1 – инвертор; $u_m(t)$ – напряжение, изменяющееся по закону «модуль косинуса». Ключевые элементы $S1$ и $S2$ приняты идеальными, без потерь.

С датчика тока, включенного последовательно с нагрузкой R_n , снимается сигнал и сравнивается с задающим напряжением U_3 , после чего разница напряжений усиливается в α раз, в результате этого формируется напряжение ошибки $U_{ош1}$:

$$U_{ош1} = \alpha \cdot (U_3 - \beta \cdot I_n). \quad (1)$$

Усиленный сигнал ошибки по току нагрузки $U_{ош1}$ умножается на напряжение U_m , которое изменяется по закону модуля косинуса, смещенного на

величину $0,5 \cdot \gamma$, где γ – амплитуда переменной составляющей напряжения $u_m(t)$:

$$u_m(t) = \gamma \cdot \left| \cos(\omega \cdot t) - \frac{1}{2} \right| + \frac{U_{pm}}{2}. \quad (2)$$

Результат умножения $U_{ош2}$ сравнивается с развертывающим напряжением $u_p(t)$ в компараторе К. Развертывающее напряжение пилообразной формы $u_p(t)$ формируется в соответствии с формулой (3):

$$u_p(t) = U_{pm} \cdot \left(\frac{t}{T} - E_1 \left[\frac{t}{T} \right] \right). \quad (3)$$

Здесь U_{pm} – амплитуда развертывающего напряжения; T – период развертывающего напряжения; $E_1(t)$ – функция выделения целой части.

На выходе компаратора К формируется коммутационная функция $K_f(t)$ [4]:

$$K_f = \frac{1}{2} \cdot (1 + \text{sign}[U_{ош2} - u_p(t)]). \quad (4)$$

Значения параметров, заданных в схеме замещения, представлены в таблице.

Параметры схемы замещения

Параметр	Значение
Индуктивность L , мкГн	300
Емкость C , мкФ	1
Напряжение E , В	100
Сопrotивление нагрузки R_n , Ом	20
Частота преобразования $f_{пр}$, кГц	100
Частота входного тока f , Гц	100
Амплитуда входного тока I_m , А	5
Коэффициент усиления α	10
Коэффициент передачи датчика обратной связи β	0,02
Амплитуда развертывающего напряжения U_{pm} , В	5
Значение задающего напряжения U_3 , В	1

Расчетная мощность нагрузки составляет 125 Вт. Напряжение на нагрузке составляет 50 В.

Результаты имитационного моделирования схемы замещения

Посредством имитационного моделирования в среде LTSpice с использованием параметров из таблицы получены временные диаграммы токов и напряжений в схеме замещения, представленной на рис. 3 [8].

На рис. 4 представлены временные диаграммы тока нагрузки I_n , тока дросселя $I_L(t)$ и тока источника тока $I_{вх}(t)$ в установившемся режиме.

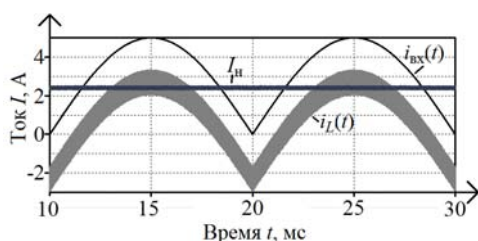


Рис. 4. Диаграммы тока нагрузки I_n , тока дросселя $I_L(t)$ и тока источника тока $I_{вх}(t)$ в схеме замещения на рис. 3

Напряжение ошибки, формируемое в цепи обратной связи преобразователя, представлено на рис. 5.

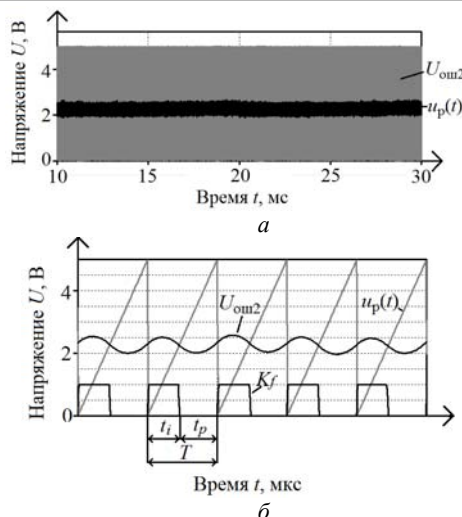


Рис. 5. Временные диаграммы напряжений в цепи обратной связи – а; формирование коммутационной функции – б

На диаграмме на рис. 5, б время t_i – длительность открытого состояния ключевого элемента $S2$, t_p – длительность закрытого состояния ключевого элемента $S2$, T – период работы преобразователя, соответствующий частоте $f_{пр}$. При выбранных параметрах компонентов преобразователя значение напряжения ошибки в цепи обратной связи практически постоянно и находится вблизи «середины» развертывающего напряжения $u_p(t)$, что можно наблюдать на рис. 5. При этом электрические режимы работы преобразователя с замкнутой системой управления в установившемся режиме идентичны режимам преобразователя с разомкнутой системой управления.

При наличии возмущающих воздействий, таких как резкое изменение напряжения на входе преобразователя, которое на схеме замещения эквивалентно скачкообразному изменению тока источника тока, система управления стремится поддержать значение тока нагрузки постоянным. На рис. 6 представлены временные диаграммы тока нагрузки и тока дросселя при скачкообразном изменении амплитуды $i_{вхм}$ тока $i_{вх}(t)$ со значения 5 до 10 А с сохранением его формы и фазы.

С заданными параметрами ток нагрузки I_n возвращается в первоначальное установившееся состояние приблизительно через 150 мкс после скачкообразного изменения тока $i_{вх}(t)$. При этом его амплитуда в начале переходного процесса возрастает до 4 А, что в 2 раза больше его значения в установившемся режиме. Поведение системы управления в момент скачкообразного изменения входного тока $i_{вх}(t)$ приведено в виде временных диаграмм на рис. 7.

Важным моментом при проектировании преобразователя является определение коэффициента усиления α , при котором его работа происходит в устойчивом одноцикловом режиме, что наблюдается в исследуемом преобразователе при выбранном значении коэффициента усиления $\alpha = 10$. На рис. 8 представлены временные диаграммы тока нагрузки I_n при разных значениях коэффициента усиления α .

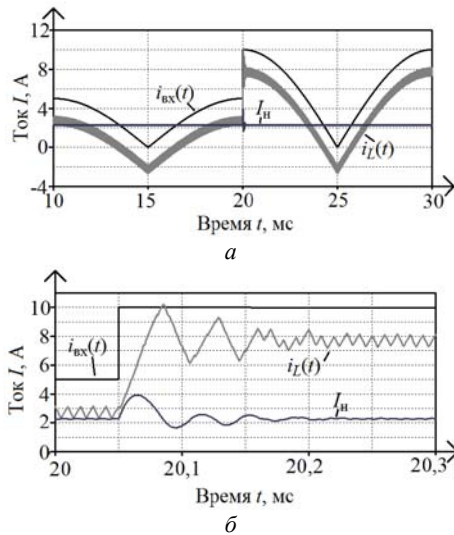


Рис. 6. Ток нагрузки I_n и ток дросселя $i_L(t)$ при скачкообразном изменении входного тока – а; переходный процесс после воздействия возмущения – б

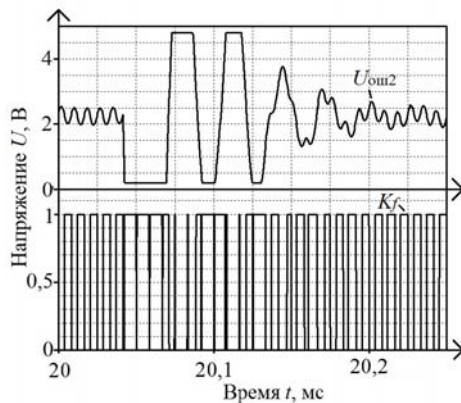


Рис. 7. Реакция напряжения ошибки U_{om2} на возмущающее воздействие, формирование коммутационной функции K_f

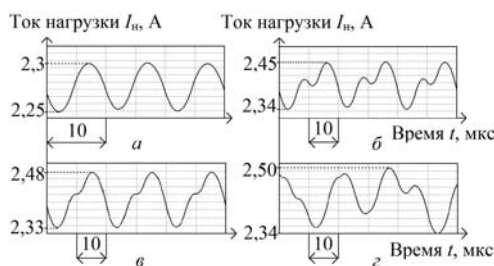


Рис. 8. Временные диаграммы тока нагрузки I_n при различных значениях коэффициента α : $\alpha = 10 - а$; $\alpha = 24 - б$; $\alpha = 28 - в$; $\alpha = 45 - г$

При значениях коэффициента усиления $\alpha = 10$ преобразователь работает в одноцикловом устойчивом режиме. Однако, начиная со значений коэффициента α , близких к 24, происходит удвоение периода работы преобразователя, и он переходит в двухцикловый режим работы. При значениях коэффициента α , близких к 45 и больше, наблюдается хаос. Также здесь необходимо учесть, что результирующие коэффициенты усиления ошибки по току на-

грузки определяются как произведение напряжения ошибки U_{om1} на модулирующее напряжение U_m , и их значения будут выше.

Заключение

В ходе исследования схемы замещения преобразователя на основе имитационной модели были определены граничные значения коэффициента усиления α , при которых работа преобразователя переходит из одноциклового режима в многоцикловый.

Также подтверждено, что при отсутствии возмущающих воздействий электрические режимы работы преобразователя с замкнутой системой управления идентичны электрическим режимам работы преобразователя с разомкнутой системой управления, в которой модулирующее напряжение изменяется по закону модуля косинуса.

При наличии возмущающего воздействия, такого как скачкообразное изменение тока источника тока, система управления стремится вернуть ток нагрузки в первоначальное установившееся значения. При этом время переходного процесса при установленных в данной работе параметрах схемы замещения составляет приблизительно 150 мкс.

Литература

1. Корольский Д.А. Влияние электролитического конденсатора на надежность источника питания светодиодного светильника / Д.А. Корольский, А.И. Кох, С.Г. Михальченко, Г.Я. Михальченко // Матер. докл. XIII Междунар. науч.-практ. конф.: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2017. – С. 216–219.
2. Chen Wu. Elimination of an Electrolytic Capacitor in AC/DC Light-Emitting Diode (LED) Driver With High Input Power Factor and Constant Output Current / Wu Chen, S.Y. Ron Hui // Journal IEEE Transaction on Power Electronics. – 2011. – Vol. 27, No. 3. – P. 1598–1607.
3. Lam John C.W. Isolated AC/DC Offline High Power Factor Single-switch LED Drivers without Electrolytic Capacitors / John C.W. Lam, Praveen K. Jain // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2015. – Vol. 3, No. 3. – P. 679–690.
4. Lam John C.W. A High Power Factor Electrolytic Capacitor-Less AC-Input LED Driver Topology With High Frequency Pulsating Output Current / John C.W. Lam, Praveen K. Jain // Journal IEEE Transaction on Power Electronics. – 2014. – Vol. 30, No. 2. – P. 943–955.
5. Shu W. A Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC-DC LED Driver/ W. Shu, X. Ruan, K. Yao // Journal IEEE Transaction on Power Electronics. – 2011. – Vol. 27, No. 11. – P. 4540–4548.
6. Корольский Д.А. Формирование постоянного тока в источниках питания светодиодных светильников повышенной надежности / Д.А. Корольский, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, №4. – С. 149–154.
7. Кобзев А.В. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Андриянов, С.Г. Михальченко. – Томск: ТУСУР, 2007. – 224 с.
8. Официальный сайт компании Analog Devices [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.analog.com/ru/index.html

Корольский Даниил Алексеевич
Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа,
инженер-электроник АО «НИИПП»
Эл. почта: kda455@mail.ru

Михальченко Сергей Геннадьевич
Д-р техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: msg@ie.tusur.ru

Михальченко Геннадий Яковлевич
Д-р техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: kre-tusur@yandex.ru

УДК 621.396.41

И.П. Орлянский, С.М. Семенов

Сравнение адаптивного и неадаптивного алгоритма поиска точки максимальной мощности в системе солнечной энергетики

Развитие солнечной энергетики является актуальной задачей современности, так как оно влечет за собой экономическую, экологическую и социальную выгоду. Также альтернативная энергетика влечет за собой модернизацию производства. В данной работе рассматривается возможность повышения энергоэффективности солнечных панелей с помощью алгоритмов поиска точки максимальной мощности.

Ключевые слова: возобновляемые источники энергии, солнечные батареи, схема Кука, поиск точки максимальной мощности, метод возмущения и наблюдения, адаптивный и неадаптивный алгоритм, экстремальное регулирование.

Помимо плюсов, у солнечной энергетики присутствует ряд проблем, например, отдаваемая мощность солнечной батареи прямо зависит от освещенности и соответственно от времени суток. В свою очередь, потребляемая мощность никак не связана с уровнем освещенности на улице. Если говорить о решении, то к ним можно отнести:

- Аккумуляция лишней энергии.
- Слежение за солнцем.
- МРРТ контроллер.

Объект и методы исследования

На рис. 1 представлены типовые схемы преобразователей энергии солнечных батарей (ПЭСБ).

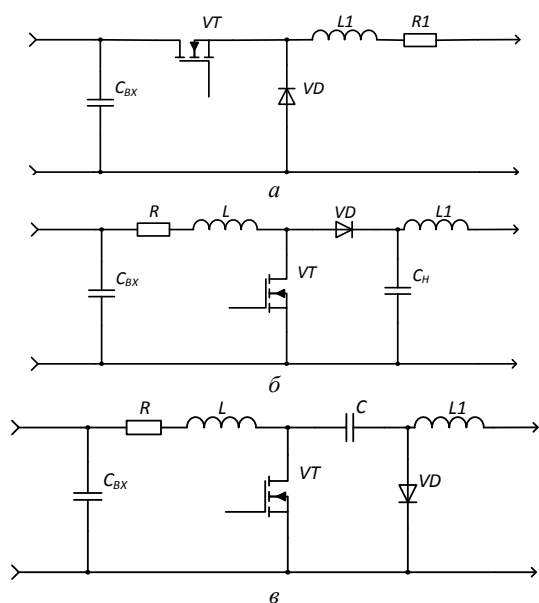


Рис. 1. Типы DC/DC преобразователей: а – понижающий; б – повышающий; в – преобразователь Кука

Преобразователь Кука (рис. 1, в) представляет собой каскадное соединение повышающего и понижающего преобразователей. Особенностью преобразователя является то, что напряжение на выходе преобразователя может быть больше или меньше величины напряжения на входе. Данная схема состоит из двух дросселей, одного конденсатора и транзистора в качестве ключа. Конденсатор используется для передачи накопленной энергии со входа (ключ замкнут) на выход схемы (при замыкании ключа). Одним словом, он подключен ко входу и выходу одновременно.

В данной работе были проведены исследования преобразователя напряжения с экстремальным регулированием (ПНЭР) на основе схемы Кука, применяемого в системах энергообеспечения малой мощности, структурные схемы которых приведены на рис. 2. Первичными источниками энергии тут являются солнечная батарея (СБ), зарядно-разрядное устройство (ЗРУ) аккумуляторной батареи (АБ), обеспечивающее накопление энергии, инвертор (ИН), преобразующий постоянное напряжение в переменное.

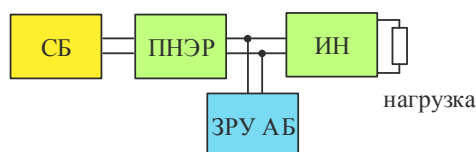


Рис. 2. Структурные схемы энергообеспечения

С целью увеличения диапазона работы системы энергопитания между СБ и ИН используется ПНЭР. На рис. 3 представлена схема Кука для поиска и отслеживания точки максимальной мощности.

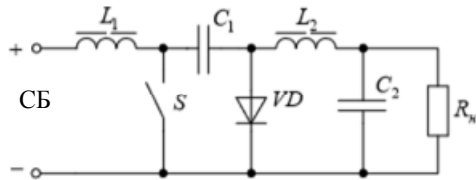


Рис. 3. Структурная схема преобразователя Кука

Солнечная батарея

В качестве основного способа повышения энергетической эффективности солнечных батарей в данной работе рассматривается реализация режима отбора максимума мощности (экстремального регулирования) в определенной точке вольт-амперной характеристики (ВАХ) или вольт-ваттной характеристики (ВВХ) солнечной батареи [1, 2]. Здесь использована достаточно простая математическая модель СБ в связи со сложностью математического описания ВАХ реальной СБ, предложенная в [3]. ВАХ задана тремя характерными точками: U_{XX} – напряжение холостого хода, I_{K3} – ток короткого замыкания, I_0 и U_0 – оптимальные значения тока и напряжения:

$$I_{СБ} = I_{K3} \left(1 - \left(1 - \frac{I_0}{I_{K3}} \right)^{\frac{U_{XX} - U_{СБ}}{U_{XX} - U_0}} \right) \quad (1)$$

На рис. 4 приведены примеры построенных по формуле (1) вольт-амперных и вольт-ваттных характеристик фотоэлектрической панели Кюосера KC200GT [1].

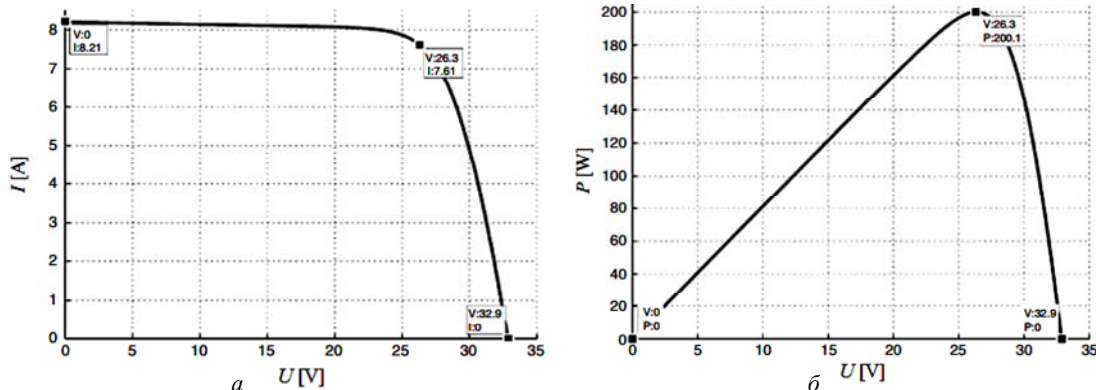


Рис. 4. Характеристики: а – ВАХ и б – ВВХ солнечной панели Кюосера KC200GT

Моделирование

На рис. 5 представлена имитационная модель системы отслеживания точки максимальной мощности с преобразователем Кука. В работе [4] рассматривается модель, для которой вместо преобразователя Кука был преобразователь, повышающий коэффициент заполнения которого также регулировался динамически с помощью одного из алгоритмов. Представленная схема отличается наличием другого преобразователя. На базе данной модели проводится программирование алгоритмов экстремального регулирования, что позволяет получить более верифицируемые данные, приближающиеся по параметрам к реальным показателям прибора. Цель моделирования – сравнить результаты со схемой с повышающим преобразователем, поэтому для лучшего сравнения нужно оставить начальные условия такими же, как и в прошлой работе, а именно изменение уровня освещенности.

В результате имитационного моделирования получены графики выхода на рабочую точку и определены новые максимумы мощности при изменении величины освещенности солнечной панели. На рис. 6 отражены мощности ($P_{СБ}$) солнечной батареи для неадаптивного алгоритма возмущения и наблюдения, из которого видно, что требуемого уровня максимума мощности преобразователь достигает довольно быстро, но, с другой стороны, присутствуют пульсации.

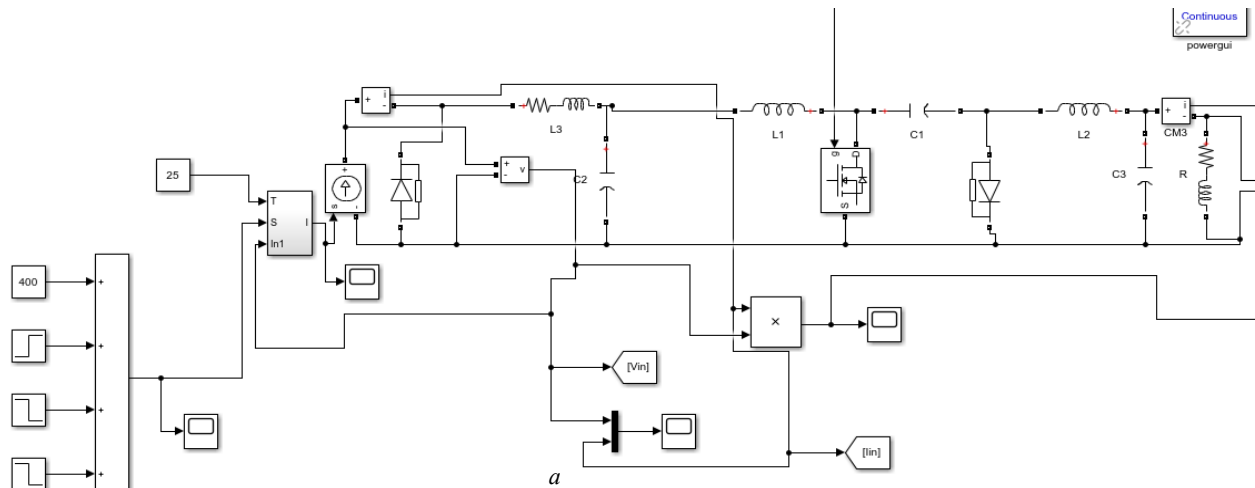


Рис. 5 (начало)

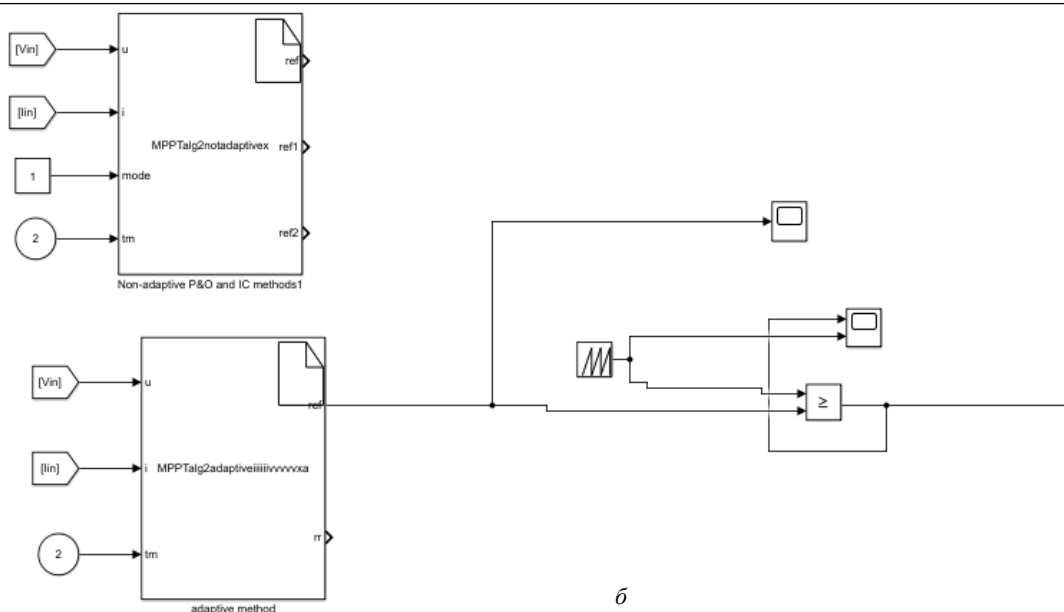


Рис. 5 (окончание). Имитационная модель для отладки алгоритмов МРРТ: а – силовая цепь и блок переключения режимов освещенности; б – система управления с алгоритмами экстремального регулирования

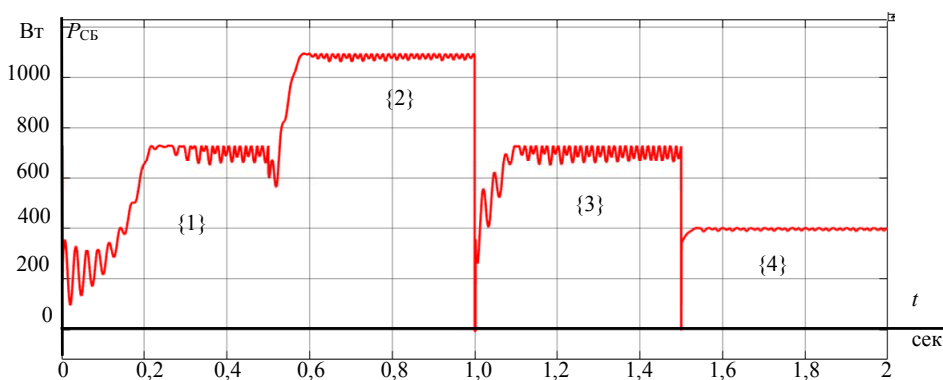


Рис. 6. Диаграмма мощности СБ для неадаптивного АВН

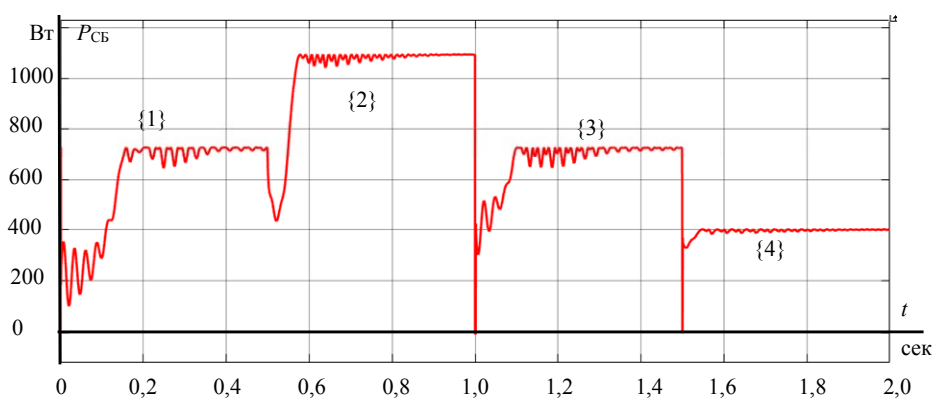


Рис. 7. Диаграмма мощности СБ для адаптивного алгоритма возмущения и наблюдения

Адаптивный АВН реализован (рис. 7) в соответствии с методом возмущения и наблюдения, кроме того, в нем используется изменение шага задания на входное напряжение для каждой итерации. Если на предыдущем шаге мощность увеличилась, а на текущем – уменьшилась, то шаг приращения сокращается. Приведены временные диаграммы мощности (см. рис. 7) для адаптивного алгоритма возмущения и наблюдения, в котором осуществляется выход на рабочую точку, в соответствии с режима-

ми. Данный алгоритм достаточно хорош благодаря малым пульсациям, а также скоростью достижения рабочей точки. На временных диаграммах можно увидеть, как алгоритм МРРТ уменьшает шаг задания на входное напряжение.

Для сравнения произведен расчет коэффициентов пульсации по мощности ($k_{пр}$) для исследуемых алгоритмов по приведенной ниже формуле:

$$k_{пр} = \frac{P_{max} - P_{min}}{P_{max} + P_{min}} \quad (2)$$

В таблице представлены значения коэффициентов пульсации по мощности (k_{np}) для адаптивного и неадаптивного алгоритма. Рассчитанные по выражению (2) показатели демонстрируют превосходство адаптивного АВН, так как чем меньше коэффициент пульсаций, тем меньше сами пульсации.

Значения коэффициентов пульсации по мощности

Интервал освещенности	k_{np}	
	Неадаптивный АВН	Адаптивный АВН
Interval of illumination	Non-adaptive perturbation method	Adaptive perturbation method
1	0,056	0,0097
2	0,014	0,0013
3	0,056	0,0076
4	0,016	0,0037

Литература

1. Характеристики фотоэлектрического модуля Kyocera KC200GT // Kyocera Corporation. – URL: <https://www.solar-electricsupply.com/kyocera-kc200gt-solar-panel-565>
2. Характеристики фотоэлектрического модуля KSM-160 // ООО Квант. – URL: www.rusnanonet.ru/download/nano/file/ksm160.pdf
3. Осипов А.В., Шурыгин Ю.А., Шиняков Ю.А. и др. Сопоставительный анализ энергетической эффективности преобразования энергии солнечной батареи преобразова-

телями постоянного напряжения // Доклады ТУСУР. – 2013. – Т. 27. – № 1. – С. 14–19.

4. Донцов О.А. Иванчура В.И. Краснобаев Ю.В., Пост С.С. Автономная система электропитания с экстремальным регулированием мощности первичных источников энергии // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2016. – Т. 327, № 12. – С. 35–44.

4. Михальченко С.Г., Русскин В.А., Семёнов С.М., Орлянский И.П., Halász Sándor. Подход к построению адаптивного алгоритма экстремального регулирования мощности в системе солнечной энергетики // Значения коэффициентов пульсации по мощности. Инжиниринг георесурсов. – 2018. – Т. 329, № 3. – С. 102–112.

5. Cuk converter example // Fundamentals of Power Electronics. – URL: http://eas.uccs.edu/~cswang/ECE5955_F2015/PowerElectronics_f2015/ch2/Sects2-4and2-5.pdf

Орлянский Илья Павлович

Магистрант ОЭЭ НИ ТПУ
Эл. почта: orl_1996@mail.ru

Семенов Сергей Михайлович

Ст. преподаватель ОЭЭ НИ ТПУ
Эл. почта: ssm@tpu.ru

УДК 621.311.62

В.О. Осирко, А.П. Павлов, А.С. Гренадеров, А.Н. Захаров

Новые решения в области электропитания дуальных магнетронных распылительных систем

Приводится описание новых схем электропитания дуальных распылительных систем. В частности, рассматривается схема формирователя биполярных импульсов напряжения сложной формы, позволяющая изменять скорость роста разрядного тока в течение длительности импульса; источник питания с повышенным уровнем выходного напряжения (до ± 1300 В) и возможностью независимой регулировки параметров импульсов положительной и отрицательной полярности; новая система подавления дуг, способная отличать «мягкие» и «жесткие» дуги, правильно реагируя на них.

Ключевые слова: дуальное магнетронное распыление, биполярный источник питания, реактивное магнетронное распыление.

Для получения диэлектрических покрытий на подложках большой площади в промышленных масштабах широко применяются дуальные магнетронные распылительные системы (ДМРС). Их использование позволяет кардинально решить проблемы «потери» анода и образования электрических дуг на катоде, свойственные одиночным магнетронным распылительным системам, работающим на постоянном токе. Дуальная магнетронная распылительная система включает в себя два магнетрона, объединенных общей цепью электропитания переменного тока. Полярность напряжения, прикладываемого к мишеням каждого магнетрона, периодически изменяется, в результате чего обе мишени поочередно выступают в роли катода и анода. Для электропита-

ния ДМРС используют источники питания (ИП), обеспечивающие импульсное выходное напряжение синусоидальной или прямоугольной формы. Для получения сигнала синусоидальной формы применяются резонансные инверторы. На их основе построены мощные системы электропитания (до 200 кВт), обладающие высокой надежностью.

В настоящее время появляется новое поколение ИП ДМРС с возможностью регулировки частоты, длительности и амплитуды биполярных импульсов. Как правило, они обеспечивают форму импульсов, близкую к прямоугольной. Широкий набор регулируемых параметров открывает возможности по управлению свойствами наносимых тонких пленок, такими как кристалличность, морфология, плот-

ность, показатель преломления, внутренние напряжения и т.д. Возможность изменения параметров импульсов позволяет найти оптимальные режимы с точки зрения скорости напыления и энергопотребления и компенсировать различия в скорости выработки материала мишеней, вызванной асимметрией магнетронов ДМРС. В данной работе приводится описание биполярного ИП для ДМРС нового поколения. Рассматривается ряд схемотехнических решений, направленных на увеличение управляемости, стабильности и энергоэффективности процесса дуального магнетронного распыления.

Формирование импульсов напряжения сложной формы для питания ДМРС

Как известно, при одинаковой средней мощности разряда ДМРС характеризуется более высокими импульсными значениями тока и напряжения относительно одиночных МРС, что ведёт к увеличению потерь в силовых элементах преобразователя и вероятности образования электрических дуг. В результате возрастает энергопотребление, снижается надёжность устройства и стабильность процесса распыления. Избежать увеличения амплитудных значений выходного тока и напряжения можно, модифицировав форму выходных импульсов. Такой подход иллюстрирует эпюра, представленная на рис. 1. Повышенное напряжение в начале импульса приводит к увеличению скорости роста разрядного тока. При определенном значении рост тока замедляется или вовсе прекращается, а импульс приобретает трапецидальную форму с плоской вершиной. В результате преобразования формы импульса при одинаковых средних значениях снижаются максимальные значения тока и напряжения в конце импульса.

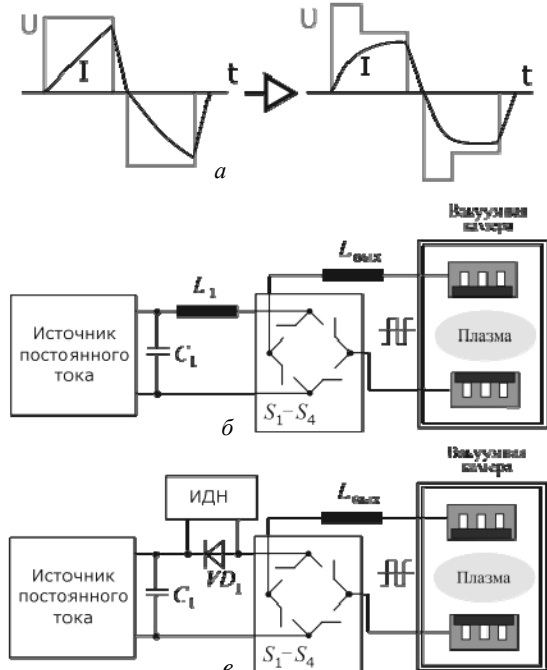


Рис. 1. Эпюра импульсов напряжения и тока на выходе ИП ДМРС – а;
ИП ДМРС с индуктивным накопителем – б;
ИП ДМРС без индуктивного накопителя – в

Для решения этой задачи разработчики используют схемы с индуктивными накопителями [1, 2]. Упрощенная схема представлена на рис. 1, б. Большая индуктивность наделяет ИП свойствами источника тока. Напряжение на выходе изменяется в течение импульса вместе с проводимостью нагрузки. В данной работе предлагается альтернативный вариант – схема без индуктивного накопителя, обладающая свойствами источника напряжения (см. рис. 1, в). На входе схемы располагается первичный преобразователь, обеспечивающий зарядку накопительной емкости C_1 до напряжения 60–650 В. Далее следует инвертор, состоящий из четырех ключей S_1 – S_4 . Между C_1 и инвертором располагается цепь, формирующая дополнительное напряжение в начале импульса. Данная цепь включает в себя источник дополнительного напряжения (ИДН) и параллельный диод D_1 . Схема работает как классический инвертор напряжения, но в начале каждого импульса ИДН формирует дополнительное напряжение. Величина напряжения на выходе ИДН изменяется пропорционально напряжению на C_1 .

На рис. 2 представлены осциллограммы выходных импульсов напряжения и тока при работе ДМРС для двух случаев. В первом случае величина дополнительного напряжения составляла 10% от напряжения накопительной емкости C_1 , во втором – 25%. Средняя выходная мощность в обоих случаях составляла 7,5 кВт.

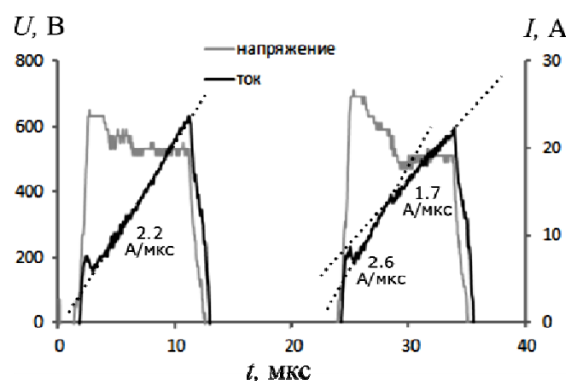


Рис. 2. Осциллограмма выходных импульсов напряжения и тока

При заданных параметрах схемы не удалось достичь формы импульса тока с плоской вершиной, как показано на рис. 1, однако заметно изменение скорости роста тока в течение импульса, обусловленное изменением выходного напряжения. В первом случае скорость роста тока практически постоянна и составляет 2,2 А/мкс, во втором случае она изменяется от 2,6 А/мкс на начальном интервале до 1,7 А/мкс во второй половине импульса. Изменение формы импульса отразилось на значениях тока и напряжения в конце импульса. Максимальные значения тока и напряжения в конце импульса снизились приблизительно на 5%, что обозначает снижение динамических потерь при выключении транзисторов S_1 – S_4 . В результате исследования формы импульсов можно сделать вывод, что для получения

трапецеидальной формы импульсов с плоской вершиной требуется более высокое добавочное напряжение в начальном интервале.

Модульный ИП ДМРС с повышенным выходным напряжением

Независимая регулировка амплитуды и длительности импульсов положительной и отрицательной полярности является важным шагом в развитии технологии дуального магнетронного распыления. Возможность независимой регулировки параметров биполярных импульсов позволяет контролировать скорость распыления каждой мишени. При работе с мишенями из одного материала это может быть использовано для балансировки скорости распыления материала и повышения коэффициента использования материала мишени. При работе с мишенями из разного материала можно контролировать состав покрытий и получать пленки с регулируемым содержанием распыляемых материалов [3, 4].

В работе [5] приводится описание разработанного ранее ИП ДМРС, способного работать в асимметричных режимах дуального магнетронного распыления. Максимальное выходное напряжение данного устройства составляло 650–800 В и ограничивалось предельным рабочим напряжением формирователя выходных импульсов (ФВИ) [6]. Несмотря на то, что ДМРС характеризуется более высоким уровнем рабочего напряжения, относительно одиночных МРС, напряжения 400–800 В вполне достаточно для работы с большинством материалов. Однако некоторые материалы (например, графит), активно используемые для формирования тонкопленочных покрытий, требуют более высокого напряжения для обеспечения необходимой мощности разряда и скорости напыления покрытия. В данной работе представлена модернизированная система электропитания с возможностью независимой регулировки параметров биполярных импульсов и повышенным уровнем выходного напряжения. Её структурная схема представлена на рис. 3.

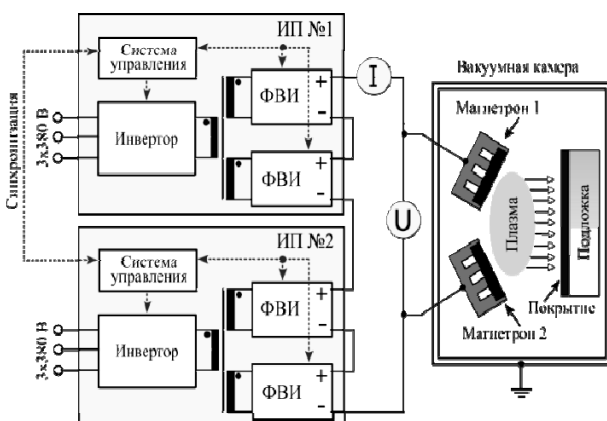


Рис. 3. ИП ДМРС с повышенным выходным напряжением ± 1200 В

Высокий уровень выходного напряжения достигается путем использования нескольких ФВИ. Два ФВИ соединяются последовательно и питаются от одного разделительного трансформатора. В резуль-

тате на выходе модуля обеспечивается повышенное напряжение до 1300 В. ИП ДМРС состоит из двух модулей – М1 и М2. Положительные выходы модулей объединены, а отрицательные подключаются к мишеням ДМРС. В результате на выходе формируется биполярный сигнал. Каждый модуль позволяет управлять амплитудой и длительностью импульсов своей полярности. Для согласованной работы модулей используется канал связи.

На рис. 4 представлена осциллограмма биполярных импульсов в асимметричном режиме на выходе ИП ДМРС с повышенным выходным напряжением.

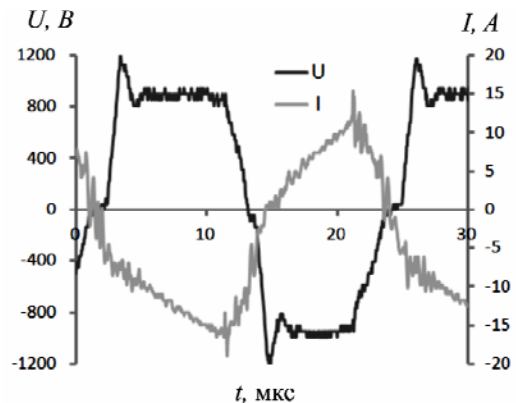


Рис. 4. Осциллограмма выходных импульсов ИП ДМРС в асимметричном режиме

Новая система подавления дуг

Дугообразование на поверхности мишени магнетрона является одной из наиболее сложных проблем, возникающих в процессах магнетронного напыления тонких пленок и покрытий. Особенно ярко эта проблема проявляется при высокоскоростном осаждении покрытий в среде реактивных газов. Основной причиной частого дугообразования является образование диэлектрических слоев на поверхности мишени, которые накапливают заряды и провоцируют возникновение пробоев [7]. Значительный прогресс был достигнут благодаря разработке биполярных импульсных ИП, способных компенсировать накапливаемые заряды и ограничивать энергию дуги на уровне 1–5 мДж/кВт [8]. Электрические дуги, возникающие на поверхности мишени магнетрона, можно классифицировать на две основные группы: это «мягкие» и «жесткие» дуги. «Мягкая» дуга гасится в результате кратковременного отключения питающего напряжения (единицы – десятки мкс). Для подавления «жесткой» дуги требуется длительное отключение питающего напряжения (сотни мкс – единицы мс).

Для получения покрытий однородного состава в режимах реактивного высокоскоростного магнетронного распыления требуется поддерживать постоянный уровень мощности разряда и парциальное давление химически активного газа. Частое образование дуг существенно усложняет выполнение данных условий. В течение длительной паузы, необходимой для подавления дуги, временно прекращается

процесс распыления и возрастает парциальное давление газа. Большинство возникающих дуг (99,9%) являются «мягкими», и для их подавления достаточно лишь кратковременного отключения, которое не оказывает существенного влияния на условия, создаваемые в камере. Но ИП должен быть способен отличать «жесткие» и «мягкие» дуги при их детектировании и выбирать подходящую реакцию. В настоящей работе предлагается способ решения этой задачи.

На рис. 5 представлены осциллограммы, демонстрирующие работу новой системы подавления дуг. В случае перехода магнетронного разряда в дуговую форму происходит резкое увеличение проводимости разрядного промежутка, что сопровождается резким увеличением выходного тока. Система детектирует дугу, когда выходной ток достигает порогового значения. В данном случае оно составляет 40 А. ИП отключается на короткий промежуток времени (20 мкс), достаточный для подавления «мягкой» дуги, и снова подает выходное напряжение. Если дуга не инициируется снова, т.е. выходной ток не вырастает до порогового значения, ИП быстро возвращается в исходное состояние, как показано на рисунке, и возобновляется процесс распыления. Если же дуга образуется снова (рис. 6), ИП идентифицирует дугу как «жесткую» и формирует продолжительную паузу (0,1–10 мс).

Таким образом, ИП отличает «жесткие» и «мягкие» дуги и не формирует продолжительные паузы в тех случаях, когда в этом нет необходимости.

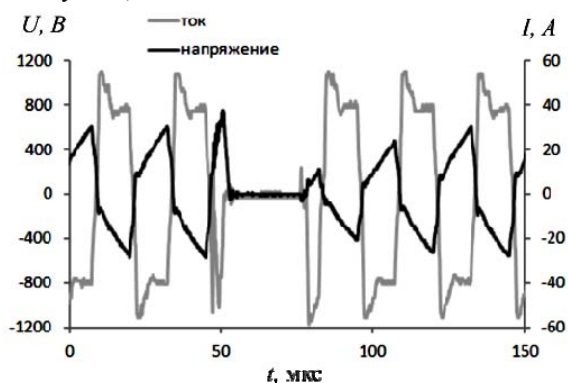


Рис. 5. Осциллограммы импульсов тока и напряжения на выходе ИП ДМРС в случае возникновения «мягкой» дуги

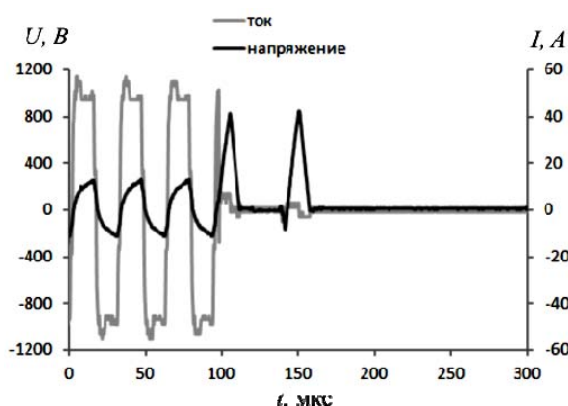


Рис. 6. Осциллограммы импульсов тока и напряжения на выходе ИП в случае возникновения «жесткой» дуги

Выводы

Основные результаты, полученные при выполнении данной работы:

- предложена схема формирования импульсов напряжения сложной формы без индуктивного накопителя, продемонстрирована возможность модифицирования формы импульсов разрядного тока в ДМРС с помощью источника напряжения;
- реализована схема модульного ИП ДМРС с повышенным уровнем выходного напряжения (± 1300 В) и возможностью независимой регулировки амплитуды и длительности биполярных импульсов;
- разработана новая система подавления дуг, отличающая «мягкие» дуги от «жестких» и обеспечивающая нужное время отключения питания разряда.

В данной работе кратко изложены основные принципы построения источников питания ДМРС нового поколения. В дальнейшем планируется проведение более тщательного анализа реализованных схем источников питания для определения влияния предложенных схемотехнических решений на энергоэффективность и стабильность процесса обработки, а также качество получаемых покрытий.

Работа выполнена в рамках гранта Российского фонда фундаментальных исследований №18-42-703005.

Литература

1. Patent 5,576,939 U.S., Int. Cl.: H01J37/32; H02M3/28, Enhanced thin film DC plasma power supply / G.N. Drummond (USA). – № 08 / 435211; Publication Date 11.19.1996; Filing Date 05.05.1995. – 10 p.
2. Patent 9,129,776 U.S., Int. Cl.: H05B39/00; Differing boost voltages applied to two or more anodeless electrodes for plasma processing / K.W. Finley, D. Christie, US. – № 13/867,907; Publication Date 8.09.2015; Filing Date 22.04.2013. – 44 p.
3. Christie D. Mid-Frequency Dual Magnetron Reactive Co-Sputtering for Deposition of Customized Index Optical Films / D.J. Christie, W.D. Sproul, D. Carter // 46th Annual Technical Conference Proceedings. – 2003. – P. 393–398.
4. Christie D. Towards More Efficient Dual Magnetron Sputtering (DMS): Strategies for Reducing Cost of Ownership / D.J. Christie, S.B. Larson, U. Krause, D.R. Pelleymounter // 57th Annual Technical Conference Proceedings, Chicago, IL May 3–8. – 2014. – P. 127–129.
5. Оскирко В.О. Источник питания для симметричного и асимметричного дуального магнетронного распыления / В.О. Оскирко, В.А. Семенов, А.П. Павлов // Изв. вузов. Физика. ТГУ. – 2015. – Т. 58, № 9/2. – С. 227–229.
6. Патент на полезную модель 152 232.У1 РФ, МПК Н 01 J 37/32. Биполярный источник питания для магнетронных распылительных систем / В.О. Оскирко, А.П. Павлов, А.А. Соловьев, С.И. Еньшин, В.А. Семёнов (РФ). – № 2 014 137 348 / 07; заявл. 15.09.2014; опубл. 10.05.2015. – Бюл. № 13. – 2 с.
7. Anders A. Physics of arcing, and implications to sputter deposition // J. Thin Solid Films. – Elsevier Science SA. – 2006. – Vol. 502. – P. 22–28.
8. Blattner M. High Power RF and MF Systems for Sputter Applications in Flat Panel Display Production / M. Blattner, D. Ochs, T. Rettich, P. Wiedemuth // 51st Internationales Wissenschaftliches Kolloquium Technische Universität Ilmenau. – 2006. – 11–15 September.

Оскирко Владимир Олегович
Канд. техн. наук, науч. сотр. ЛПЭ ИСЭ СО РАН
Эл. почта: oskirkovo@gmail.com

Гренадеров Александр Сергеевич
Инженер ЛПЭ ИСЭ СО РАН
Эл. почта: zare17@yandex.ru

Павлов Артем Павлович
Инженер ЛПЭ ИСЭ СО РАН
Эл. почта: APELTom@yandex.ru

Захаров Александр Николаевич
Канд. техн. наук, науч. сотр. ЛПЭ ИСЭ СО РАН
Эл. почта: zare17@yandex.ru

УДК 622.236.72

П.П. Ананьев, В.В. Аржанов, К.В. Аржанов, В.М. Рулевский, А.Г. Юдинцев

Разработка аппарата магнитно-импульсной обработки руды

Рассматривается создание аппарата магнитно-импульсной обработки для разупрочнения руд для горно-обогатительной промышленности.

Ключевые слова: руда, разупрочнение, магнитно-импульсная обработка.

Одним из новых способов разупрочнения железной руды, обеспечивающих повышение экономической эффективности процесса обогащения, является обработка магнитным полем (магнитно-импульсная обработка) [1]. Процесс основан на использовании электромагнитного поля большой напряженности для обеспечения снижения прочности на границах срастания рудной и нерудной фаз. Это обеспечивает создание в рудном материале большого количества дефектов, которые позволяют сократить энергозатраты на процесс измельчения. Процесс измельчения железорудного сырья является весьма энергозатратным – порядка 55–60% энергопотребления от общих затрат железорудных горно-обогатительных комбинатов [2]. Магнитно-импульсная обработка (МИО) является стадией, обеспечивающей подготовку руды к измельчению в мельницах. Аппарат магнитно-импульсной обработки руды монтируется на рудной течке либо на пульпопроводе, подающих железорудное сырье в мельницу.

Разработан аппарат магнитно-импульсной обработки руды, принцип действия которого основан на преобразовании электроэнергии переменного тока питающей сети с помощью управляемого ис-

точника питания, цифрового блока управления, высокочастотного и низкочастотного тиристорных преобразователей в энергию магнитного поля в высокочастотном и низкочастотном индукторах. На рис. 1 приведена функциональная схема аппарата магнитно-импульсной обработки руды. Аппарат магнитно-импульсной обработки руды состоит из двух шкафов: шкаф питания и шкаф накопителя. Шкаф питания (степень защиты IP 20) включает в себя: защитный автомат, сетевой фильтр, магнитный пускатель, ограничитель перенапряжения, высоковольтный источник питания «ГОРН» [3], LC-фильтр, цифровой блок управления, пульт управления. Шкаф накопителя (степень защиты IP 55) включает в себя два блока накопительных конденсаторов; тиристорный преобразователь низкочастотный; тиристорный преобразователь высокочастотный. Тиристорный преобразователь низкочастотный создает низкочастотные колебания тока в индукторе за счет разряда накопленной энергии в конденсаторах общей емкостью 600 мкФ. Тиристорный преобразователь высокочастотный создает высокочастотные колебания тока в индукторе за счет разряда накопленной энергии в конденсаторах общей емкостью 60 мкФ.

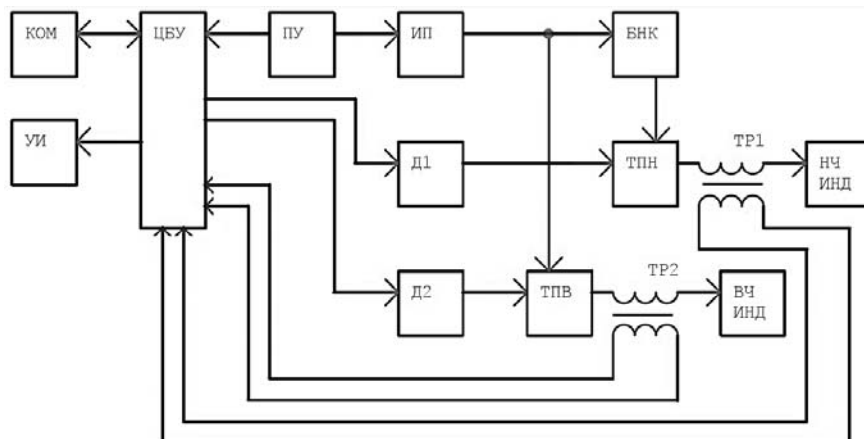


Рис. 1. Функциональная схема аппарата магнитно-импульсной обработки руды

На рис. 1 приняты следующие обозначения: КОМ – внешний компьютер; УИ – устройство индикации; ПУ – пульт управления; ИП – источник питания; ЦБУ – цифровой блок управления; Д1, Д2 – драйверы 1, 2; БНК – блок накопительных конденсаторов; ТПН – тиристорный преобразователь низкочастотный; ТПВ – тиристорный преобразователь высокочастотный; НЧ ИНД и ВЧ ИНД – индукторы низкочастотный и высокочастотный соответственно; ТР1, ТР2 – трансформаторы тока.

В табл. 1 приведены технические характеристики аппарата магнитно-импульсной обработки руды.

Таблица 1

Технические характеристики

Наименование параметра	Значение
Напряжение питающей сети	380 В, 50 Гц
Потребляемая мощность, кВт	Не более 5
Частота разряда низкочастотного (НЧ) контура, кГц	От 0,7 до 1,5
Частота разряда высокочастотного (ВЧ) контура, кГц	От 4,5 до 6,5
Частота следования импульсов, дискретно регулируемая, Гц	От 1 до 12
Задержка ВЧ-колебаний относительно НЧ, мкс	От 0 до 50
Длительность импульса, мс	Не более 3
Масса шкафа питания, кг	Не более 85
Масса шкафа накопителя, кг	Не более 250

Параметры цифрового блока управления приведены в табл. 2.

Таблица 2

Технические характеристики ЦБУ

№, п/п	Параметр	НЧ-выход (импульс)	ВЧ-выход (импульс)
71	Частота, Гц	От 1 до 12	
2	Длительность, мс	0,9; 2,1; 3,3	0,3
3	Амплитуда, В	12	12
4	Ток, мА	10	10

На рис. 2 приведены осциллограммы токов НЧ-индуктора (нижний луч) и ВЧ-индукторов (верхний луч) при следующих заданных параметрах в установке: частота следования импульсов – 12 Гц, число колебаний низкочастотного индуктора – 2, сдвиг фаз между токами НЧ- и ВЧ-индукторов – 0, выходное напряжение источника питания 500 В. Амплитуда тока в НЧ-индукторе 1500 А, амплитуда тока в ВЧ-индукторе 1000 А. Амплитуда напряжения на накопительных конденсаторах достигает 1500 В.

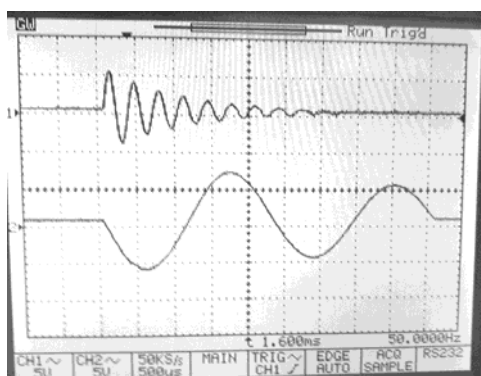


Рис. 2. Осциллограммы токов НЧ- и ВЧ-индукторов

На рис. 3 приведена фотография разработанного и изготовленного в НИИ АЭМ ТУСУРа аппарата магнитно-импульсной обработки руды (шкаф питания и шкаф накопителя).



Рис. 3. Общий вид установки, разработанной и изготовленной в НИИ АЭМ ТУСУРа

Аппарат магнитно-импульсной обработки руды предполагается использовать на железорудных горно-обогатительных комбинатах.

Литература

1. Гончаров С.А. Разупрочнение горных пород под действием импульсных электромагнитных полей / С.А. Гончаров, П.П. Ананьев, В.Ю. Иванов. – М.: Изд-во МГГУ, 2006. – С. 11–55.

2. Осипова Н.В. Разработка и исследование системы автоматического управления измельчительным комплексом с применением импульсной электромагнитной обработки руды: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – М., 2013. – 24 с.

3. Мощные промышленные блоки питания «ГОРН-К». Сайт «Лаборатория силовых источников». – URL: http://www.power2000.ru/catalog/gorn_k/ (дата обращения: 18.03.2018).

Ананьев Павел Петрович

Канд. техн. наук, ген. директор НП «ЦИГТ»
Эл. почта: cigt@mail.ru

Аржанов Владимир Викторович

Канд. техн. наук, зав. отд. №11 НИИ АЭМ ТУСУРа
Эл. почта: otde11tomsk@yandex.ru

Аржанов Кирилл Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. КСУП ТУСУРа
Эл. почта: otde11tomsk@yandex.ru

Рулевский Виктор Михайлович

Канд. техн. наук, директор НИИ АЭМ ТУСУРа
Эл. почта: rvm@tusur.ru

Юдинцев Антон Геннадьевич

Канд. техн. наук, зав. отд. №13 НИИ АЭМ ТУСУРа
Эл. почта: yudintsev-anton@mail.ru

УДК 621.396.

С.П. Шкарупо, А.Ю. Мишина, Н.О. Студенков, М.У. Эгамбердиев

Измерение сопротивления импеданса химических источников тока с применением импульсного сигнала

Предложен метод измерения импеданса химических источников тока, включающий измерение модуля комплексного сопротивления с применением импульсного сигнала. Предложена структурная схема устройства, даны рекомендации по выбору значения частоты генератора сигналов и параметров измерительной цепи.

Ключевые слова: химический источник тока, емкость, переходной процесс, оценка.

Необходимость измерения комплексного сопротивления химического источника тока (ХИТ) сопутствует решению задач надежности системы гарантированного питания, радиотехнических устройств, систем телевидения. Надежность ХИТ имеет высокое значение, поскольку от своевременности проведения технического обслуживания и замены вышедших из строя источников зависят надежность и работоспособность питаемого оборудования.

Измерения производятся на конечном ряде частот, включая ее нулевое значение, т.е. на постоянном токе. Измеряемое сопротивление Z_x на конкретной частоте представляется в виде эквивалентной цепи, содержащей активную часть $R_{ом}$ и R_a и реактивную составляющую $C_{дс}$.

Полное сопротивление измеряемой цепи, содержащей емкость, имеет вид

$$Z = \frac{R_a}{1 + j\omega\tau} + R_{ом}, \quad \tau = R_a \cdot C, \quad (1)$$

где τ – постоянная времени измеряемой цепи.

Емкость $C_{дс}$ можно представить как плоский конденсатор, на границе раздела двойного диэлектрического слоя. Емкость плоского конденсатора зависит от площади и природы диэлектрика, так как в процессе эксплуатации ХИТ граница раздела будет подвержена изменению как по составу, так и по площади, следовательно, емкость $C_{дс}$ будет изменяться. Этот эффект можно использовать для оценки остаточного ресурса ХИТ.

Анализ предлагаемого технического решения

Для исследования был разработан прибор, устройство которого изображено на рис. 2.

Прибор включает в себя: 1 – управляемый ключ; 2 – химический источник тока (ХИТ); 3 – нагрузочный резистор; 4 – операционный усилитель; 5 – вход АЦП микроконтроллера; 6 – управляющий сигнал; 7 – микроконтроллер; 8 – управляющие кнопки; 9 – интерфейс USART.

Устройство, изображенное на рис. 2, работает следующим образом.

При нажатии кнопки управления 8 на цифровом выходе 6 создается импульс прямоугольной формы, который замыкает ключ 1, в результате чего через резистор 3 протекает ток. С помощью операционного усилителя падение напряжения на резисторе (ток ХИТ) увеличивается до большей амплитуды и поступает на вход 5 АЦП 7, производится измерение

изменения тока на ХИТ 1. Микроконтроллер передает мгновенные значения тока по каналу 9.



Рис. 1. Эквивалентные схемы замещения сопротивления ХИТ: R_a – сопротивление электрохимической реакции; $R_{ом}$ – омическая составляющая; $C_{дс}$ – емкостная составляющая полного сопротивления

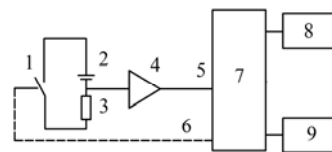


Рис. 2. Функциональная схема прибора

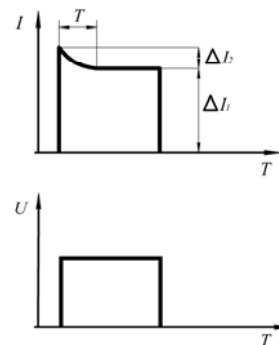


Рис. 3. Эпюры

Как следует из рис. 3, напряжение на аккумуляторе не изменяется резко, это обусловлено, как говорилось ранее, наличием реактивной составляющей $C_{дс}$.

Значение емкости двойных электрических слоев $C_{дс}$ рассчитывается по формуле (2):

$$C_{дс} = \frac{I_n}{3R_a}. \quad (2)$$

Произведено математическое моделирование методической погрешности метода измерения, расчет погрешности производился по формуле (3):

$$\delta = Z_1 - Z_2, \quad (3)$$

где Z_1 – заданное значение сопротивления, а Z_2 – результат измерения сопротивления в среде математического моделирования, результат отображен на рис. 4.

Из рис. 4 следует, что погрешность измерения модуля комплексного сопротивления двухполюсника не превышает $\pm 5\%$ при частоте следования импульсов генератора

$$f_{г} = \frac{0,60}{\tau}.$$

Результат измерения

Эксперимент с выявлением зависимости производился на аккумуляторных элементах типоразмера

ААА. Тестированию подвергались элементы разных производителей. От каждого производителя были взяты аккумуляторы с разным остаточным ресурсом, первая группа обладала остаточным ресурсом 90–100%, вторая – 50–60%, третья – 20–30%. Результаты экспериментального исследования отражены на рис. 5.

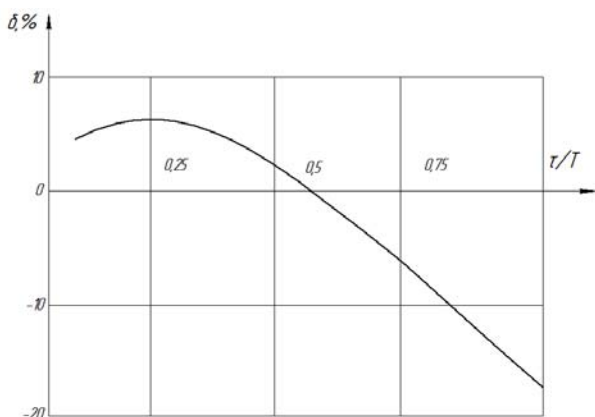


Рис. 4. Зависимость погрешности измерения модуля комплексного сопротивления ХИТ в зависимости от нормированной постоянной времени

Из результатов следует, что время переходного процесса напрямую зависит от остаточного ресурса ХИТ. Чем меньше ресурс, тем меньше время переходного процесса.

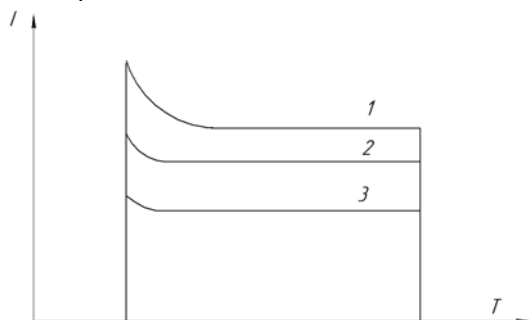


Рис. 5. Эпюры 1–3-й групп

Заключение

Проведя исследования, можно сделать выводы.

1. Установлена прямая зависимость емкости $C_{де}$ от остаточного ресурса ХИТ.

2. Наименьшая погрешность предложенного метода измерения комплексного импеданса ХИТ достигается при соотношении t/T в диапазоне 0,5–0,75.

3. Предложенный способ позволяет с достаточно высокой точностью производить измерение импеданса ХИТ и производить оценку остаточного ресурса по емкости $C_{де}$.

Литература

1. Таганова А.А. Диагностика химических источников тока // Современная электроника. – 2007. – №7. – С. 20–22.
2. Пат. 2 154 834 РФ, МКП G 01 R 27/02. Способ измерения составляющих полного сопротивления и устройство для его осуществления / Г.В. Петкевич, Е.А. Петров, В.П. Мокшанцев (РФ). – Заявл. 14.10.1998; опубл. 20.08.2000. – Бюл. № 7.
3. Багоцкий В.С. Химические источники тока / В.С. Багоцкий, А.М. Скундин. – М.: Энергоиздат, 1981. – 360 с.
4. ГОСТ Р МЭК 60896-2-99. Свинцово-кислотные стационарные батареи. Общие требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 1999. – 54 с.
5. Туев В.И. Измерение сопротивлений двухполюсников с применением импульсного сигнала // Изв. Том. политех. ун-та. – 2006. – № 1. – С. 178–182.
6. Антонишен И.В. Способ измерения внутреннего сопротивления химических источников тока / И.В. Антонишен, В.И. Туев, М.В. Южанин // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2(22), ч. 2. – С. 183–186.

Шкарупо Семен Петрович

Аспирант каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: main@xtronik.ru

Мишина Анжелика Юрьевна

Магистрант каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: lika.mishina.95@mail.ru

Студенков Никита Олегович

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: studenkoff.play@yandex.ru

Эгамбердиев Махаммадумар Улугбекович

Магистрант каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: egamberdiev.umar@yandex.ru

УДК 620.93

Н.О. Студенков, С.П. Шкарупо

Универсальная зарядная станция для электротранспорта

Предложена конструкция зарядной станции для осуществления зарядки электротранспорта, позволяющая производить зарядку постоянным и переменным током.

Ключевые слова: электротранспорт, быстрая зарядка, зарядная станция, блок питания.

Современный рынок электромобилей довольно быстро развивается. Только в одной Европе, по прогнозам Европейской комиссии, к 2020 г. их общее

количество будет насчитывать несколько миллионов единиц. В связи с этим требуются крупные сети зарядных станций для подзарядки электромобилей.

Однако их динамичному росту препятствует неопределенность в стандартах, так как каждый производитель стремится использовать собственные зарядные разъемы и стандарты зарядки.

Ещё одной не менее важной проблемой является то, что запас традиционных источников энергии, таких как нефть, газ и уголь, неумолимо уменьшается, вследствие чего это начинает существенно сказываться на ценах. Также эти источники энергии способствуют ухудшению экологии и возникновению парникового эффекта на планете. Поэтому имеет смысл перехода на альтернативную энергетику.

Целью данной работы является разработка универсальной зарядной станции с комбинированным разъемом и возможностью быстрой зарядки.

Существующие стандарты

На данный момент наиболее распространены стандарты зарядки электромобилей:

1. J1772 – стандарт пятиштырькового разъема, наиболее универсальный и имеется почти в каждом электромобиле, предназначенный для зарядки от сети переменного тока силой 32 А и под напряжением 220 В.

2. Mennekes Type 2 – общеевропейский стандарт разъемов, разработанный немецкой компанией Mennekes. Позволяет коммутировать силовые цепи мощностью до 43,5 кВт и силой тока до 63 А. Применяется как в однофазных, так и трехфазных цепях.

3. CHAdeMO – японский стандарт быстрой зарядки аккумулятора электромобиля постоянным током через специальный разъем. Мощность зарядки составляет от 50 до 100 кВт, что позволяет заряжать батарею до 80% емкости за полчаса. Данный стандарт был разработан в 2010 г. Токийской энергетической компанией (TEPCO) при поддержке автоконцернов Nissan, Mitsubishi и Subaru. В дальнейшем по мере его присоединилась и Toyota.

4. Combined Charging System – единый стандарт, который поддерживают восемь крупнейших европейских и американских производителей: Audi, BMW, Chrysler, Daimler, Ford, General Motors, Porsche, Volkswagen. Данный разъем позволяет осуществлять зарядку в любом из четырех предусмотренных международным стандартом IEC 62196-2 режимах: медленная зарядка от бытовой розетки; медленная зарядка от бытовой розетки через кабель со встроенным устройством защиты; медленная или быстрая зарядка через специальный разъем с функцией контроля заряда и защиты; быстрая зарядка от внешнего зарядного устройства [3].

Наиболее востребованная зарядка – зарядка постоянным током (быстрая зарядка).

Быстрая зарядка

Принцип работы быстрой зарядки заключается в следующем: для того чтобы зарядить аккумулятор электромобиля как можно быстрее, нужно использовать постоянный ток большой мощности, из-за чего возникают своего рода трудности.

Для создания такой станции требуется отдельно выделенная линия большой мощности, что влечёт за

собой увеличение габаритов и повышение стоимости на оборудования для станции. Ещё одна сложность заключается в том, что такая зарядка невозможна в бытовых условиях, поэтому такой метод могут использовать только публичные уличные зарядные станции.

Ещё одной проблемой в технологии быстрой зарядки является то, что существует некая необходимость в блоках питания большой мощностью с регулируемыми входными параметрами. В современных зарядных станциях используется один блок мощностью до 50 кВт, что с экономической точки зрения не выгодно.

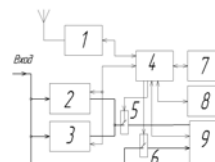


Рис. 1. Структурная схема предложенной зарядной станции

Основой зарядной станции служат силовые блоки постоянного тока 2, 3, назначением которых является получение постоянного тока большой мощности. Отличительным функционалом данных блоков является то, что управление выходными параметрами тока осуществляется через цифровой интерфейс I2C. Сигнал о необходимом напряжении мощности поступает к блоку управления 4. Блок управления выводит информацию о стадии зарядки, о параметрах зарядки на сенсорный дисплей 7. С помощью сенсоров, встроенных в дисплей, можно вводить корректировки процесса зарядки, например, изменение мощности или времени. Необходимая информация передается на сервер через блок связи 1. Коммутация внешних силовых цепей осуществляется через контактор 5. Это контактор управления постоянным током. Контактор 6 используется в случае зарядки переменным током. Данные о пользователе, совершающем зарядку, передаются в блок управления с модуля 8.

Структурная схема силового блока с цифровым управлением отображена на рис. 2.

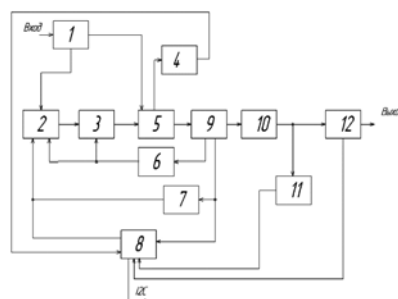


Рис. 2. Структурная схема блока питания с цифровым управлением

Питающее напряжение переменного тока поступает на вход фильтра 1. С фильтра поступает в ШИМ-контроллер 2. ШИМ-контроллер делает необходимые преобразования и подает управляющий

сигнал на драйвер 3. Драйвер управляет ключевыми транзисторами 5. Он необходим для увеличения КПД. Информация с ключевых транзисторов идет в датчик тока 4 и из датчика тока поступает в контроллер 8, который совершает оценку тока. Управление выходным напряжением осуществляется через обратную связь 6. В разрыв обратной связи включен контроллер 8. Под цифрой 9 идет выпрямитель. Фильтр постоянного напряжения 10 отсеивает все возможные помехи. Датчик напряжения 11 и датчик тока 12 передают информацию на контроллер, который в свою очередь следит за этими параметрами. Также контроллер внедрен в цепь обратной связи для управления током и напряжением. Необходимый обмен информации происходит по интерфейсу I2C. Обмен происходит с блоком управления. Кроме того блоки между собой осуществляют выравнивание и балансировку напряжения по этому интерфейсу для того, чтобы мощность, отдаваемая с блоков питания, была одинакова.

Предполагаемые характеристики зарядной станции

Разрабатываемая зарядная станция также имеет следующие возможности (таблица):

1. Штекеры 4 типов: Combo-2, JEVS G105, Mode3 Type2 (МЭК-62196), Mode4.
2. Одновременная зарядка двух электромобилей с возможностью динамического распределения тока зарядки (при использовании разного типа тока зарядки).
3. Наличие GSM-модема для организации канала связи ЭЗС – сервер.
4. Поддержка RFID-карты.
5. Индикация режимов работы и управления с помощью сенсорного ЖК-экрана.
6. Модульное исполнение силовых блоков с возможностью быстрой замены.

Характеристики зарядной станции

Характеристика	Значение, кВт
Мощность зарядной системы по постоянному току	50
Мощность зарядной системы по переменному току	43

УДК 621.385(075)

В.Д. Семенов, А.Е. Кебекбаев

Математическая модель обратного преобразователя с активным клампом на основе уравнений переменных состояния

Представлена математическая модель обратного преобразователя с активным клампом. Модель построена с применением коммутационных разрывных функций, так что она описывает моделируемый преобразователь переменными состояниями, которыми являются соответствующие токи в дросселях и напряжения на конденсаторах. Форма представления математической модели преобразователя наглядна с точки зрения работы преобразователя и удобна для описания.

Ключевые слова: обратный преобразователь с активным клампом; математическая модель; переменные состояния.

Основные отличия разработанной станции

Разработана зарядная станция для электро-транспорта с широким диапазоном токов и температур, стойкая к термальным воздействиям и воздействиям влаги.

1. Ключевое отличие нашей станции от остальных заключается в том, что она будет иметь комбинированный разъем, подходящий под любые современные стандарты.

2. Использование в качестве силового блока нескольких, включенных параллельно, существенно снижает стоимость изделия, а также позволяет изготавливать зарядные станции на широкий диапазон мощностей.

3. Низкая себестоимость среди аналогов и возможность создания разных мощностей, увеличивая или уменьшая количество силовых блоков.

Литература

1. Шустов М.А. Практическая схемотехника. Источники питания и стабилизаторы // Радиолюбитель. – 2002. – 150 с.
2. Кольтюков Н.А. Проектирование несущих конструкций радиоэлектронных средств: учеб. пособие / Н.А. Кольтюков, О.А. Белоусов. – Тамбов: Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2009. – 84 с.
3. Стандарты зарядки электромобилей – проблемы электрозарядки [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://avtonov.info/standarti-zarjadki-elektromobilei>
4. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 448 с.

Студенков Никита Олегович

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: studenkoff.play@yandex.ru

Шкарупо Семен Петрович

Аспирант каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: xtronik@yandex.ru

Однотактный обратногоходовой преобразователь с активным клампом, кратко рассмотренный в работе [1], представлен как преобразователь, построенный по аналогии с прямоходовым преобразователем с активным клампом. Статические и динамические характеристики такого преобразователя в этой работе не рассматриваются. Поэтому построение математической модели однотактного обратногоходового преобразователя для изучения его характеристик является актуальной задачей.

Электрическая функциональная схема однотактного обратногоходового преобразователя (ООП) и временные диаграммы его работы представлены на рис. 1, 2.

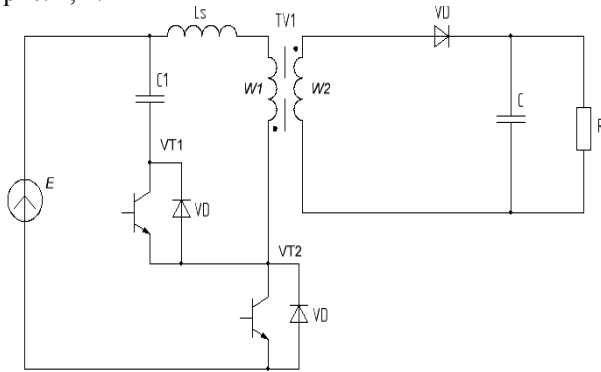


Рис. 1. Электрическая функциональная схема обратногоходового преобразователя с активным клампом

Если в приведенной схеме не учитывать индуктивность потока рассеивания L_s трансформатора TV1, то включение активного клампа (транзистор VT2 и конденсатор C_1) не приводит к существенным изменениям в характеристиках ООП, потому что при идеальном трансформаторе конденсатор C_1 клампа (ограничителя) и конденсатор фильтра C включают параллельно.

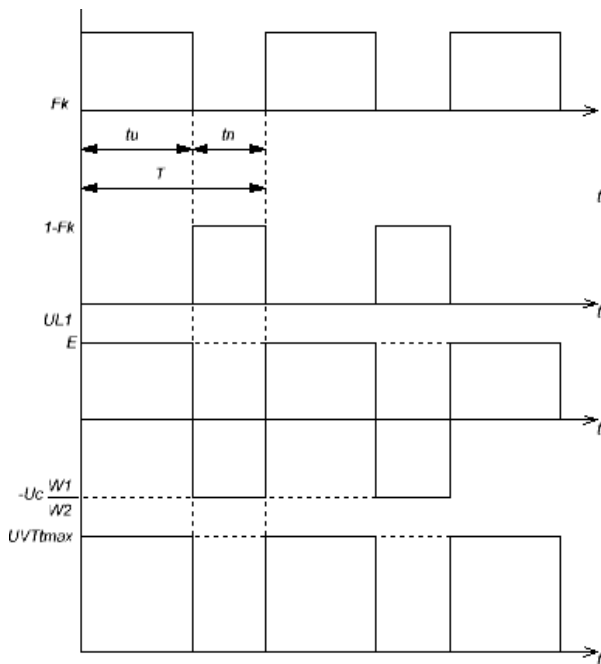


Рис. 2. Временные диаграммы работы однотактного обратногоходового преобразователя с активным клампом

Построение математической модели

Для изучения характеристик представленного ООП с учетом индуктивности L_s потока рассеивания трансформатора построим его математическую модель по методике [2]. В соответствии с этой методикой каждый из накопителей энергии в схеме представляется интегратором напряжения (если это емкость) или интегратором тока (если это индуктивность). Ключевой преобразователь (транзисторы VT₁, VT₂ и диод VD) представляется звеном умножения входного напряжения (для источников напряжения и конденсаторов) или входного тока (для источников тока и дросселей) на коммутационную функцию $F_k(t)$ или $1 - F_k(t)$, которые показаны на рис. 2. Структурную схему преобразователя, отражающую его математическую модель, строим в соответствии с его схемой (см. рис. 1). На интервале t_n импульса напряжение источника питания E через умножитель X_1 при $F_k(t) = 1$ и соответствующие индуктивные делители и сумматоры поступает на интеграторы L_s и L_1 , на выходе которых формируется соответствующий ток. Выходы умножителей X_2, X_3, X_4, X_5 при этом обнулены сигналом $1 - F_k(t)$. На интервале t_n паузы к интеграторам L_s и L_1 подключаются отрицательные напряжения конденсатора C для интегратора L_1 и разность напряжений конденсаторов C_1 и C для интегратора L_s . Структурная схема преобразователя с активным клампом, учитывающая индуктивность потока рассеивания трансформатора и представляющая собой его математическую модель, показана на рис. 3.

Для каждого интегратора математической модели можно записать соответствующие интегральные уравнения. Поскольку интеграторов четыре, то получим систему (1) из четырех уравнений:

$$\left[\begin{aligned} i_{L_s} &= \frac{1}{L_s} \int \left[E \cdot F_k(t) \left(\frac{L_s}{L_s + L_1} \right) - (U_{C_k} - U_C) [1 - F_k(t)] \right] dt, \\ i_{L_1} &= \frac{1}{L_1} \int \left[E \cdot F_k(t) \left(\frac{L_1}{L_s + L_1} \right) - i_{L_1} r_{L_1} - U_C \frac{W_1}{W_2} [1 - F_k(t)] \right] dt, \\ U_{C_k} &= \frac{1}{C_k} \int [i_{L_s} \cdot [1 - F_k(t)]] dt, \\ U_C &= \frac{1}{C} \int \left[(i_{L_1} - i_{L_s}) \cdot \frac{W_1}{W_2} [1 - F_k(t)] - \frac{U_C}{R} \right] dt. \end{aligned} \right] \quad (1)$$

Дифференцируя систему уравнений (1), получим систему дифференциальных уравнений (2) в нормальной форме Коши, описываемую ООП в переменных состояния:

$$\left[\begin{aligned} \frac{di_{L_s}}{dt} &= \frac{1}{L_s} \left[E \cdot F_k(t) \left(\frac{L_s}{L_s + L_1} \right) - (U_{C_k} - U_C) [1 - F_k(t)] \right], \\ \frac{di_{L_1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} \left[E \cdot F_k(t) \left(\frac{L_1}{L_s + L_1} \right) - i_{L_1} r_{L_1} - U_C \frac{W_1}{W_2} [1 - F_k(t)] \right], \\ \frac{dU_{C_k}}{dt} &= \frac{1}{C_k} [i_{L_s} [1 - F_k(t)]], \\ \frac{dU_C}{dt} &= \frac{1}{C} \left[(i_{L_1} - i_{L_s}) \frac{W_1}{W_2} [1 - F_k(t)] - \frac{U_C}{R} \right]. \end{aligned} \right] \quad (2)$$

Обсуждение результатов

Система уравнений (2) решалась в среде программирования Mathcad при заданных параметрах ООП, входное напряжение $E = 311$ В, $L_s = 10$ мкГн, $L_1 = 47$ мкГн, $C = 33$ мкФ, $C_k = 10$ нФ, $r_{L1} = 0,13$ Ом, относительная длительность коммутационной функции $F_k(t)$ равна 0,333, сопротивление нагрузки $R = 5$ Ом. Определив из системы уравнений (2) переменные состояния: i_{L_s} , i_{L1} , U_{C_k} , U_C , можно найти любую из интересующих величин ООП. На рис. 4 для примера показано напряжение U_c на нагрузке.

По структурной схеме ООП, представленной на рис. 3, может быть непосредственно построена модель в среде имитационного моделирования

MATLAB. Результаты такого моделирования при тех же параметрах ООП представлены на рис. 5.

Сравнение результатов моделирования показывает их удовлетворительную сходимость.

Математическая модель (см. рис. 3), представленная в виде структурной схемы, проста в восприятии, позволяет наглядно увидеть и учесть все внутренние связи преобразователя. Все звенья структурной схемы однонаправлены, что не нарушает причинно-следственных связей при составлении дифференциальных уравнений и позволяет моделировать преобразователь в различных средах имитационного моделирования.

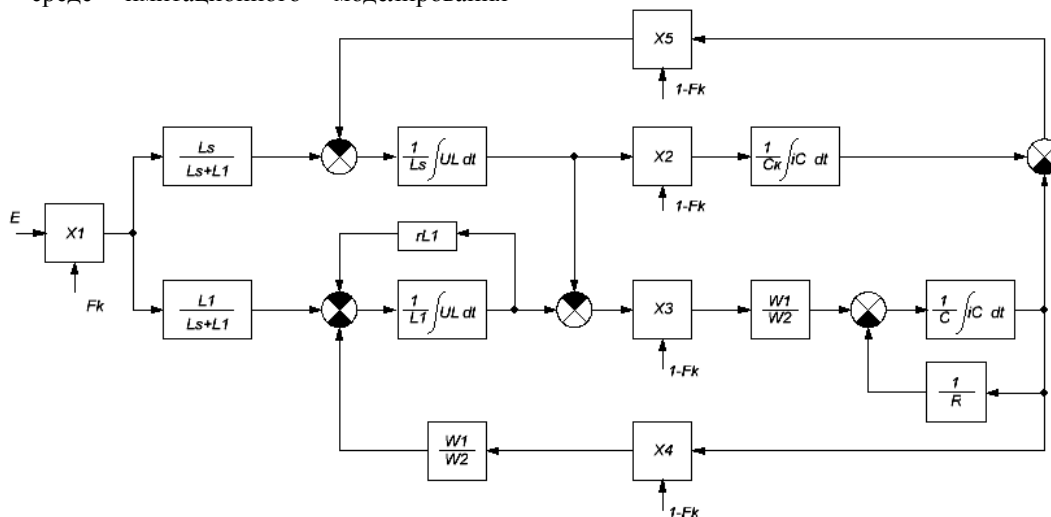


Рис. 3. Структурная схема ООП с активным клапмом при учете индуктивности рассеивания трансформатора

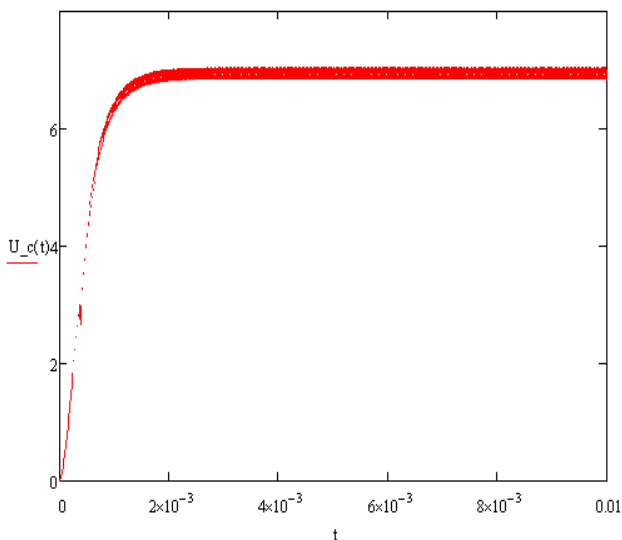


Рис. 4. Напряжение на нагрузке ООП, полученное из системы уравнений (2)

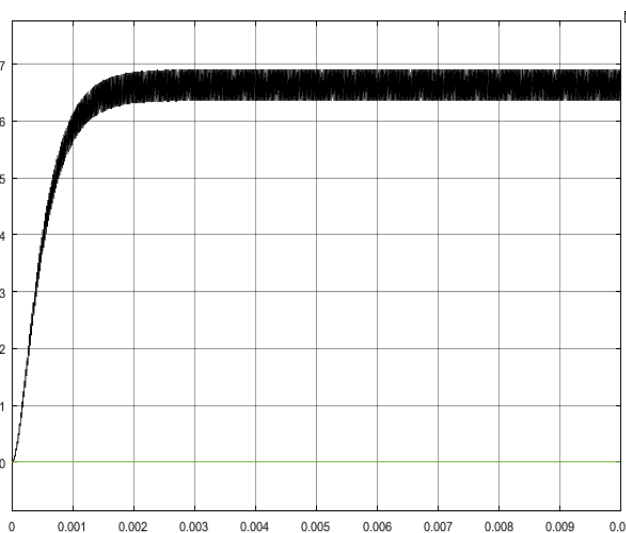


Рис. 5. Напряжение на нагрузке ООП, полученное путем моделирования структурной схемы в среде MATLAB

Литература

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005, – 632 с.
2. Кобзев А.В., Семенов В.Д., Фединых Е.К. Применение метода коммутационно-разрывных функций для построения математических моделей силовых преобразователей // Доклады ТУСУР. – Декабрь 2011. – №2 (24), ч. 3. – С. 58–63.

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, проф. каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Кебекбаев Айдарбек Ерболулы

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: aidar-kz@list.ru

А.К. Матолыгин, В.А. Кабиров, Н.П. Винтоняк, С.С. Тюнин, В.Д. Семенов

Реализация цифровой системы управления высоковольтной системы электропитания космического аппарата

Обоснована необходимость перехода от аналоговых систем управления к цифровым. При анализе возможных вариантов реализации цифровых систем управления, было выявлено, что цифровые системы управления, выполненные на микроконтроллерах, по сравнению с аналоговыми системами вносят задержку выходного сигнала, связанную с квантованием сигналов, цифровой обработкой и аппаратно-программной реализацией широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Для решения указанных вопросов в работе предложен вариант использования ПЛИС и внешнего АЦП. В работе показаны необходимость и возможность использования при этом цифровой ШИМ второго рода.

Ключевые слова: система управления, система электропитания, космический аппарат, ПЛИС, микроконтроллер, широтно-импульсная модуляция.

Система электропитания (СЭП) космического аппарата (КА) является одной из важнейших бортовых систем и представляет собой совокупность источников энергии, нагрузки и энергопреобразующей аппаратуры, обеспечивающей стабилизацию напряжения выходной шины питания нагрузки и распределение потоков энергии в СЭП в соответствии с принятыми законами управления, разработанными на основе заданных условий эксплуатации КА. Разработка высоковольтной энергопреобразующей аппаратуры СЭП КА сводится к проектированию универсальных энергопреобразующих модулей, обеспечивающих согласование уровней напряжений источников энергии (солнечных и аккумуляторных батарей) и нагрузки, с улучшенными удельными энергетическими характеристиками и уменьшенными массогабаритными параметрами.

На данный момент широко используются аналоговые системы управления СЭП, что объясняется тем, что аналоговая компонентная база обладает более высоким быстродействием.

Однако используемым аналоговыми системам управления СЭП присущ ряд недостатков, в числе которых можно отметить высокие массогабаритные характеристики СЭП, недостаточную гибкость в управлении, низкую помехозащищенность и необходимость индивидуальной подстройки при производстве. Поэтому с целью качественного улучшения параметров систем электропитания важен переход к цифровой системе управления (ЦСУ).

ЦСУ для управления высоковольтными СЭП обладают следующими преимуществами по отношению к аналоговым системам управления [1–5]:

- 1) возможность выбора оптимальных режимов работы СЭП;
- 2) возможность обслуживания и выдачи сигнальной информации о нагрузке, первичном источнике питания, опасных режимах работы и др.
- 3) возможность организации любых интерфейсов для современных потребителей.

Однако простая замена аналоговой системы управления на цифровую систему приводит, как правило, к снижению ее динамических характеристик. Это происходит из-за эффектов квантования и

задержек, связанных с алгоритмом работы цифрового широтно-импульсного модулятора (ШИМ) [5–7], аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и цифрового корректирующего звена (КЗ) [4].

Зачастую работа ЦСУ основывается на микроконтроллере (МК), благодаря его большому набору различной периферии, в том числе АЦП и ШИМ. Встроенное арифметико-логическое устройство (АЛУ) МК позволяет реализовать расчет параметров корректирующих звеньев СЭП.

В [6, 7] отмечается, что реализация системы управления в цифровом виде с использованием МК в качестве одного из звеньев системы управления приводит к появлению звена чистого запаздывания.

$$W_{\text{ЦСУ}}(p) = e^{-t_{\text{ЦСУ}}p}. \quad (1)$$

Полная временная задержка, вносимая ЦСУ, $t_{\text{ЦСУ}}$, состоит из четырех составляющих: задержки преобразования и измерения АЦП $t_{\text{АЦП}}$, задержки перехода в обработчик внешнего прерывания $t_{\text{ВП}}$, вычисления $t_{\text{ВЫЧ}}$ параметров КЗ и задержки генерации цифрового ШИМ $t_{\text{ЦШИМ}}$. Задержками преобразования и измерения АЦП можно пренебречь в силу их малости по сравнению с другими составляющими. Задержка вычисления корректирующего звена примерно равна половине периода цифровой ШИМ (ЦШИМ), если производить вычисление следующего значения на выходе корректирующего звена в середине периода ЦШИМ. Задержка, вносимая ЦШИМ, составляет также половину периода работы ЦШИМ, а общую задержку можно принять равной одному периоду ЦШИМ [7].

Использование ЦСУ, основанной на внешнем АЦП и программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС) позволяет существенно уменьшить упомянутые выше задержки.

Переход к ЦСУ, основанной на ПЛИС либо большом матричном кристалле (БМК), позволяет существенно снизить задержки по сравнению с ЦСУ, построенной на МК. Однако из-за отсутствия встроенной периферии в ПЛИС необходимо использовать внешний АЦП, представляющий собой специализированную микросхему, что также позволит уменьшить временные задержки ЦСУ.

Кроме того, выполнение ЦСУ на внешнем АЦП и ПЛИС позволяет реализовать иную логику формирования ШИМ и ускорить реакцию системы на быстроизменяющиеся возмущения. В отличие от МК, логика работы ПЛИС либо БМК не определяется при их изготовлении, а задается разработчиком при проектировании ЦСУ. Задержки вычисления корректирующего звена и генерации ЦШИМ можно уменьшить за счет работы ПЛИС на более высокой частоте и распараллеливания вычислений в отличие от МК, которые выполняют все команды последовательно.

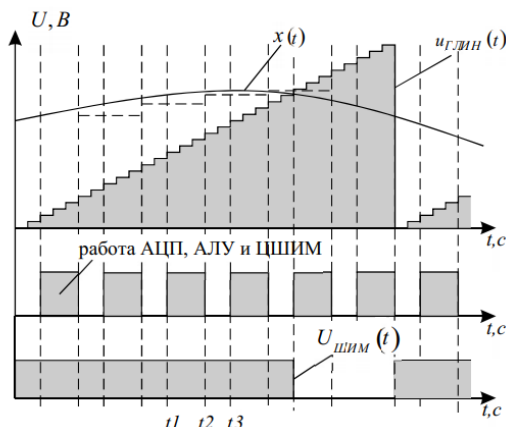


Рис. 1. Диаграмма работы ЦСУ на основе внешнего АЦП и ПЛИС

На рис. 1 представлен алгоритм работы ЦСУ [7], позволяющий значительно уменьшить вносимую временную задержку $t_{ЦСУ}$.

Моментами времени t_1 , t_2 и t_3 показаны соответственно: начало работы АЦП (запоминание аналогового сигнала), окончание вычисления выходного сигнала КЗ и генерации ЦШИМ и старт следующего преобразования АЦП. В реальной ЦСУ интервал времени $t_2 - t_3$ можно реализовать пренебрежимо малым.

Интервал времени $t_1 - t_2$ представляет собой задержку, связанную с работой АЦП, вычислением выходного сигнала КЗ и генерации ЦШИМ. Данный интервал можно свести к одному такту работы генератора, тактирующего ПЛИС [7]. Современные АЦП последовательного приближения могут производить пять миллионов выборок в секунду, что позволяет получить задержку преобразования АЦП, равную 200 нс. Таким образом, на одном периоде ЦШИМ можно произвести порядка 50 выборок.

В зависимости от того, каким образом устанавливается связь между моментом отсчета мгновенных значений модулирующей функции $x(t)$ и шириной импульса, различают широтную импульсную модуляцию первого рода (ШИМ-1) и второго рода (ШИМ-2). В случае ШИМ-1 длительность импульсов определяется значениями модулирующей функции $x(t)$ в моменты возникновения переднего или заднего фронта импульсов. При ШИМ-2 длительность импульсов пропорциональна мгновенным значениям модулирующего напряжения в момент

его равенства с разветвляющим пилообразным напряжением.

Повышение кратности измерения модулирующей функции $x(t)$ на периоде ШИМ позволяет уменьшить чистое запаздывание в системе управления.

Функциональная схема ЦШИМ, реализованная на ПЛИС, представлена на рис. 2. Она содержит: двоичный счетчик СТ2, регистр-защелку RG, цифровой компаратор CMP. Представленный ЦШИМ имеет два входа: вход тактирующего генератора G и вход оцифрованного значения сигнала $x(t)$ с корректирующего звена. Выход ЦШИМ образован выходом цифрового компаратора. Данная схема представляет собой цифровую реализацию аналогового ШИМ-2 модулятора. Для исключения ложных срабатываний счетчик СТ2 и регистр RG тактируются передним и задним фронтами соответственно.

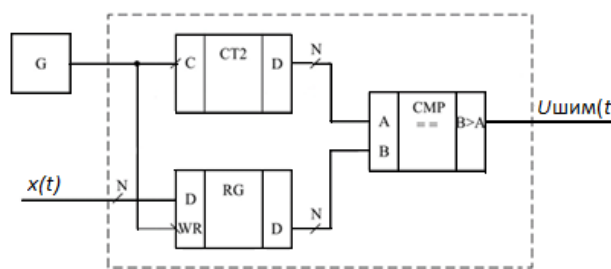


Рис. 2. Функциональная схема ЦШИМ

Реализация ЦСУ СЭП на основе ЦШИМ позволяет улучшить динамические показатели системы. При использовании рассмотренного в настоящей статье ЦШИМ можно приблизиться по динамическим характеристикам к характеристикам аналогового ШИМ-2.

Выводы:

- необходим переход от аналоговой системы управления к цифровой, но для его осуществления нужно пересмотреть некоторые устоявшиеся решения в цифровых системах управления, например ШИМ-1;

- применение МК для прямого цифрового управления с ШИМ-1 вносит задержку чистого запаздывания в информационный тракт отрицательной обратной связи на величину более одного периода работы ШИМ модулятора. Проектирование ЦСУ на основе ПЛИС либо БМК позволяет снизить эту задержку;

- использование цифрового ШИМ-2 позволяет снизить задержку чистого запаздывания до величины времени, необходимой АЦП на преобразование входного аналогового сигнала в цифровой формат.

Литература

1. Etz R., Daraban S.R., Petreus D.M., Rusu A.R. A Comparison between Digital and Analog Control for a Buck Converter // IEEE Electronics Technology International Spring Seminar. – Warsaw, May 2010.
2. Maksimovic D., Zane R., Erickson R. Impact of Digital Control in Power Electronics // Proceedings of ISPSD. – May 2004. – P. 13–22.

3. Liu Y.-F., Sen P.C. Digital Control of Switching Power Converters // IEEE Conference on Control Applications. – Toronto, Aug. 2005.

4. Ahmad H., Bakkaloglu B. A DC-DC digitally controlled buck regulator utilizing first-order Σ - Δ frequency discriminators // Conference Proceedings. – IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – APEC, art. – 2008. – No. 4522745. – P. 346–352.

5. Zhang J., Lai J.-S., Yu W. Bidirectional DC-DC converter modeling and unified controller with digital implementation // Applied Power Electronics Conference and Exposition: APEC–2008. – 2008. Twenty-Third Annual IEEE.

6. Zhang J. Bidirectional DC-DC power converter design optimization, modeling and control // Dissertation submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy In Electrical Engineering, 2008. – Blacksburg, Virginia.

7. Кабилов В.А., Семенов В.Д., Винтоняк Н.П. и др. Цифровой широтно-импульсный модулятор с асинхронным изменением содержимого регистра сравнения и малым временем запаздывания // Труды XIV Междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП–2018: в 8 т. – Т. 7. – Новосибирск, 2018. – С. 150–156.

Матолыгин Арсений Константинович

Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: amatolygin@mail.ru

Кабилов Вагиз Александрович

Зав. лаб. группового проектного обучения каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: fva@vipelec.com

Винтоняк Никита Павлович

Мл. науч. сотр. лаб. ЛИМЭС ТУСУРа

Эл. почта: tun89@mail.ru

Тюнин Сергей Сергеевич

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: nic-nic91@yandex.ru

Семенов Валерий Дмитриевич

Профессор каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

УДК 621.3.083.1

Е.В. Алексеев, Г.Г. Жук, Д.Е. Миненко, А.В. Убайчин, А.А. Коколов

Особенности измерения относительного уровня второй и третьей гармоник в двухканальных усилителях квадратур сигналов

Представлены методика и особенности измерения относительного уровня второй и третьей гармоник двухканального усилителя с перестраиваемой частотой среза. Методика проверена на примере интегрального усилителя ADRF6510.

Ключевые слова: усилитель, гармоника, частота среза, анализатор спектра, векторный анализатор цепей.

Как известно, при обработке сигналов в радиотехнических устройствах в большинстве случаев необходимо их предварительное усиление, для чего используют усилители различных типов [1]. Помимо основных параметров (номинальная выходная мощность, чувствительность, КПД и т.д.), важной характеристикой усилителей является уровень нелинейных искажений. Один из способов оценки уровня нелинейных искажений заключается в измерении уровней второй и третьей гармоник.

В работе рассмотрены особенности измерения относительного уровня второй и третьей гармоник на примере перестраиваемого усилителя.

Методика измерений

Рассмотрим методику измерений относительного уровня второй и третьей гармоник на примере микросхемы компании Analog Devices ADRF6510 [2]. Микросхема представляет собой двухканальный усилитель, выходы которого соединены с фильтром нижних частот с электронно-перестраиваемой частотой среза.

На рис. 1 представлена структурная схема предложенной измерительной установки. Схема включа-

ет в себя измерительное оборудование: анализатор спектра АС, генератор сигналов Г, векторный анализатор цепей ВАЦ, 2-канальный источник питания ИП, генератор импульсных последовательностей ГИП и осциллограф ОСЦ.

Для согласования волнового сопротивления измерительных приборов и усилителя необходимы трансформаторы Т1–Т6, так как входное сопротивление усилителя составляет 400 Ом. Для учета потерь в трансформаторах и печатных проводниках разработана калибровочная линия [3].

Методика измерения относительного уровня второй и третьей гармоник состоит в следующем. Отладочная плата (ОП) подключается к источнику питания, генератору сигналов и анализатору спектра посредством соединительных кабелей через соответствующие разъемы (X7, X1 и X2). Разъем управления частотой среза подключается к генератору импульсных последовательностей и осциллографу (разъем X6). Второй канал источника питания подключается к разъему регулировки усиления (X5). Измерения проводятся при максимальном усилении.

Частота среза встроенного фильтра низких частот устанавливается в максимальное значение для расширения полосы частот, что осуществляется путем передачи соответствующего цифрового кода через генератор импульсных последовательностей. Контроль передачи цифрового кода осуществляется посредством осциллографа. После подачи на вход гармонического сигнала с частотой f_c с помощью анализатора спектра на выходе измеряются уровни сигналов с частотами f_c , f_2 и f_3 . Мощности сигналов на частотах f_2 и f_3 являются мощностями второй и третьей гармоник соответственно. Измерения проводятся в частотном диапазоне f_c от 1 до 33 МГц.

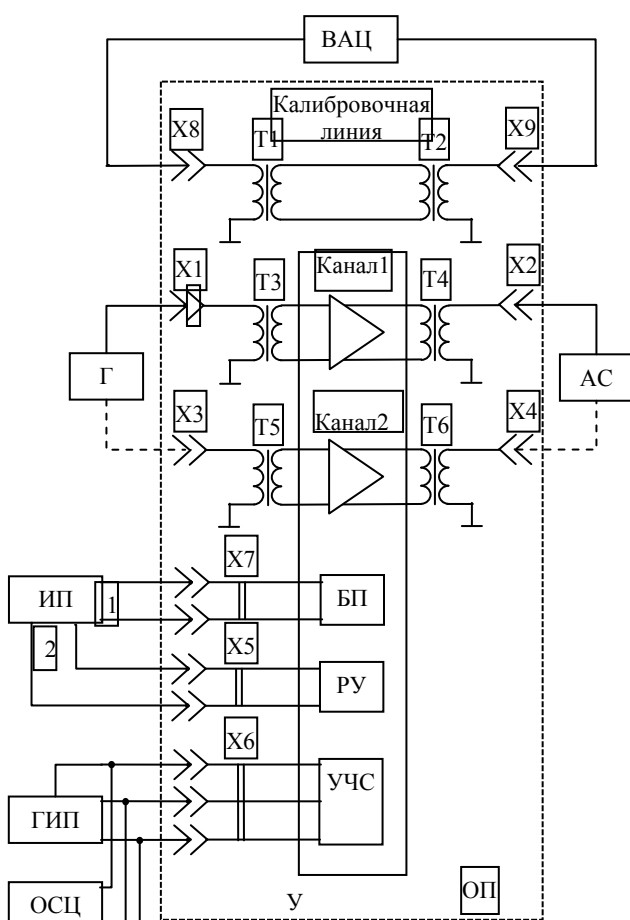


Рис. 1. Схема измерительной установки

При проведении измерений необходимо осуществить конфигурацию анализатора спектра для визуального контроля измерений второй и третьей гармоник, т.е. установить необходимую полосу частот для определенной гармоники и установить максимально возможную чувствительность и т.д.

При расчете относительного уровня на второй и третьей гармониках используется формула

$$\alpha M_T = (S_C(f_C) - l_{TP}(f_C)/2) - (S_M - l_{TP}(f_M)/2), \quad (1)$$

где αM_T – относительный уровень M -й гармоники на частоте f_M (МГц); $l_{TP}(f_C)$ – потери в калибровочной линии на частоте сигнала (дБ); $l_{TP}(f_M)$ – потери в калибровочной линии на частоте M -й гармоники (дБ); S_C и S_M – уровни сигнала и M -й гармоники соответ-

ственно (дБм); M – параметр, принимающий значения 2 и 3 для 2-й и 3-й гармоник соответственно.

После проведения измерений для первого канала генератор сигналов и анализатор спектра подключаются ко второму каналу через соответствующие разъемы (X3 и X4).

Для учета вносимых потерь согласующих трансформаторов необходимо измерить коэффициент передачи калибровочной линии на всех частотах f_C и f_M в соответствии с частотами, полученными при измерении уровней второй и третьей гармоник с анализатора спектра.

В соответствии с технической документацией на микросхему ADRF6510 при максимальном усилении относительный уровень второй и третьей гармоник должен составлять не менее 43 и 51 дБ соответственно [2]. При проведении измерений уровень гармоник составил 43,16 и 54,49 дБ, что близко к данным, приведенным в справочном листке. Это подтверждает правильность и эффективность предлагаемой измерительной методики.

Заключение

Разработана методика и представлены особенности измерения относительного уровня второй и третьей гармоник двухканального усилителя. Методика проверена на примере микросхемы ADRF6510. Особенностью методики является учет при измерениях потерь на трансформаторах и в подводящих линиях при помощи калибровочной линии.

Работа выполнена в рамках научного проекта №16-47-700286 при финансовой поддержке РФФИ и администрации Томской области.

Литература

1. Мамий А.Р. Операционные усилители / А.Р. Мамий, В.Б. Тлячев. – Майкоп: АГУ, 2005. – 192 с.
2. ADRF6510. Документация [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/ADRF6510.pdf> (дата обращения: 29.09.2018).
3. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учеб. для радиотехнических спец. вузов. – М.: Высш. школа, 1988. – 432 с.

Алексеев Егор Владимирович
Мл. науч. сотр. лаб. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: egor123ea@mail.ru

Жук Григорий Григорьевич
Мл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: grigoriy26.04@mail.ru

Миненко Дмитрий Евгеньевич
Мл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: dmitriy.minenko.95@gmail.com

Убайчин Антон Викторович
Канд. техн. наук, ст. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: dualog@mail.ru

Коколов Андрей Александрович
Канд. техн. наук, ст. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: kokolovaa@gmail.com

Г.Г. Жук, Е.В. Алексеев, Д.Е. Миненко, А.В. Убайчин

Методика измерения фазовой ошибки квадратурного демодулятора

Приведена методика измерения фазовой ошибки квадратурного демодулятора. Представлена структурная схема измерительной установки для оценки фазовой ошибки. Приведены результаты измерений демодулятора AD607, выполненные в соответствии с предлагаемой методикой.

Ключевые слова: фазовая ошибка, квадратурный демодулятор, разность фаз, цифровая обработка сигналов, синфазные и квадратурные сигналы.

В последние годы способы цифровой обработки сигналов получают все более широкое распространение в системах радиосвязи, причем не только в цепях низкой, но и промежуточной частот. Особое место среди устройств обработки сигналов, предназначенных для систем связи, занимают квадратурные модуляторы [1, 2].

Одним из важнейших параметров квадратурного демодулятора является фазовая ошибка. Этот параметр определяет отклонение разности синфазного I и квадратурного Q сигналов от 90° [3, 4].

В представленной статье предложено описание методики измерения фазовой ошибки квадратурного демодулятора сигналов.

Методика измерений

В качестве образца для измерений использован квадратурный демодулятор, входящий в состав универсального приемника AD607, разработанный компанией Analog Devices. Измерения фазовой ошибки осуществлены при помощи экспериментальной установки, структурная схема которой представлена на рис. 1.

Методика измерения фазовой ошибки квадратурного демодулятора сигналов заключается в следующем. Генератор сигналов произвольной формы (ГСПФ) через соответствующие разъемы (X2 и X3) соединяется с входом демодулятора. Осциллограф (ОСЦ) через соответствующие разъемы (X4 и X5) соединяется с выходом демодулятора AD607 для формирования осциллограмм квадратур выходного сигнала (I и Q). Источник питания (ИП) подключается к разъему X1 отладочной платы для обеспечения электропитания.

Для измерения фазовой ошибки встроенного квадратурного демодулятора на его входы при помощи генератора сигналов произвольной формы подаются два гармонических сигнала. В процессе измерений фазовой ошибки гармонические сигналы изменяются по разности частот между собой от 0,01 до 1,25 МГц [5–7]. Изменения разности повторяются в диапазоне входных частот демодулятора от 5 до 25 МГц.

Осциллографом контролируется фазовый сдвиг между сигналами на выходах I и Q . Теоретически фазовый сдвиг между квадратурами составляет 90° . Для измерения фазовой ошибки демодулятора используется формула (1) [8–11]:

$$\phi_{\text{ош}} = 90^\circ - |\Delta\phi_{\text{изм}}|, \quad (1)$$

где $\Delta\phi_{\text{изм}}$ – измеренная разность фаз между квадратурами I и Q .

При измерении фазовой ошибки демодулятора измеряется математическое ожидание разности фаз на временном интервале, достаточном для статистической обработки результатов измерений [12, 13].

Для проверки методики измерения фазовой ошибки квадратурного демодулятора был разработан печатный узел отладочной платы универсального приемника AD607 и подключен к экспериментальной установке в соответствии со структурной схемой, представленной на рис. 1.

После сборки экспериментальной установки проведены измерения фазовой ошибки. Результаты измерений представлены на рис. 2 в виде графика зависимости фазовой ошибки от частоты, поданной на вход фазовой автоподстройки частоты.

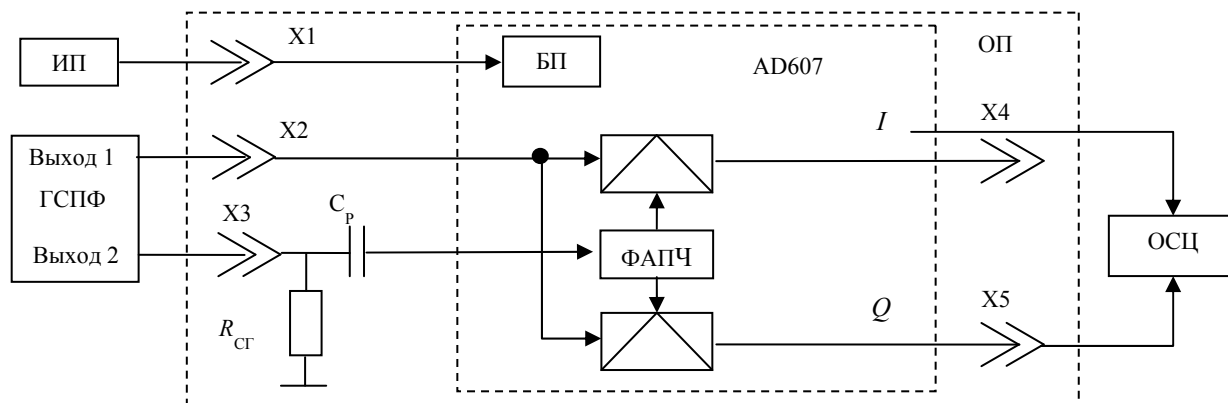


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки для измерения фазовой ошибки

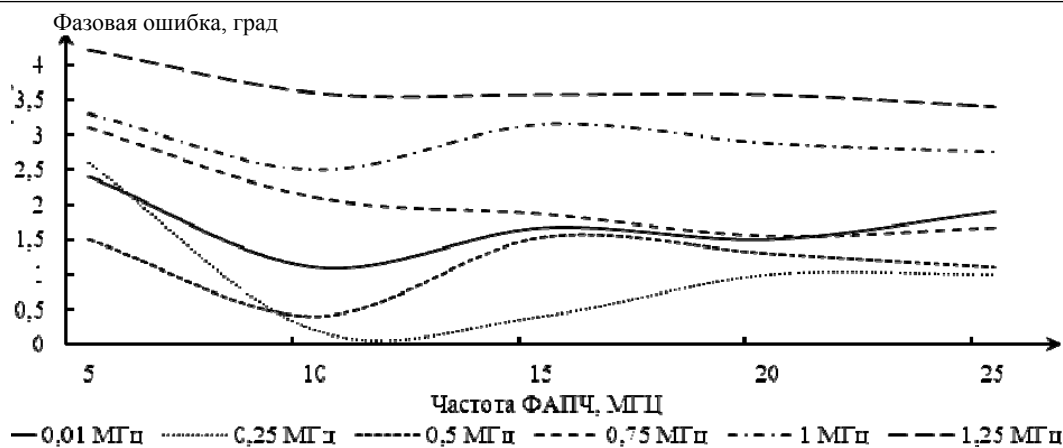


Рис. 2. График зависимости фазовой ошибки от частоты ФАПЧ

В технической документации на микросхему AD607 указано, что фазовая ошибка квадратурного демодулятора составляет не более $1,2^\circ$ на частоте ФАПЧ 10,7 МГц при разностной частоте 100 кГц. Из графика, изображенного на рис. 2, можно сделать вывод о том, что фазовая ошибка измеренного устройства AD607 удовлетворяет техническим характеристикам, которые представлены в [5].

Заключение

Разработана и экспериментально проверена методика измерения фазовой ошибки квадратурного демодулятора.

Разработана отладочная плата экспериментального образца. Получены результаты измерения фазовой ошибки.

Экспериментально установлено, что значения фазовой ошибки измеряемого устройства соответствуют установленному в технической документации.

Литература

1. Голуб В. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2003. – №3. – С. 28–33.
2. Квадратурный демодулятор [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ilab.xmedtest.net/?q=node/3460> (дата обращения: 15.09.2018).
3. Квадратурные частотная и фазовая демодуляции [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ilab.xmedtest.net/?q=node/3460> (дата обращения: 18.09.2018).
4. Демодулятор квадратурной амплитудной манипуляции [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfiles.net/preview/5514203/page:36/> (дата обращения: 10.09.2018).
5. Техническое описание AD607 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD607.pdf>. (дата обращения: 12.09.2018).
6. Якимов Е.В. Цифровая обработка сигналов / Е.В. Якимов, Г.В. Вавилова, И.А. Клубович. – Томск: Изд-во ТПУ, 2008. – 307 с
7. Фазовая (относительно-фазовая) манипуляция сигналов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://sernam.ru/book_tec.php?id=34 (дата обращения: 05.09.2018).
8. Сорохтин Е.М. Алгоритм цифровой демодуляции многопозиционных фазоманипулированных сигналов для реализации в программируемой логике / Е.М. Сорохтин, М.М. Сорохтин // Исследования и разработки распределённых программных систем: Вестник Нижегород. ун-та им. Н.И. Лобачевского. – 2010. – № 5(2). – С. 389–392
9. Крутинский С.Г. Квадратурные демодуляторы СВЧ-диапазона / С.Г. Крутинский, Е.И. Старченко, А.И. Гавлицкий, В.В. Репин. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.kosrad.ru/conf/MEC/data/year2008/58.pdf> (дата обращения: 15.09.2018).
10. Ивлев Д.Н. Цифровые каналы передачи данных: учеб.-метод. пособие. – Нижний Новгород: Нижегородский гос. ун-т, 2013. – 53 с.
11. Квадратурная фазовая манипуляция [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.techvarious.ru/varwems-301-1.html> (дата обращения: 15.09.2018).
12. Сотников А.М. Демодуляция фазоманипулированного сигнала [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://trudymai.ru/upload/iblock/e22/demodulyatsiya-fazomanipulirovannogo-signal.pdf?lang=ru&issue=45> (дата обращения: 16.09.2018).
13. Пушкарев В.П. Аналоговые и цифровые радиоприемные устройства: учеб. пособие. – Томск: ТУСУР, 2018. – 230 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/8617>

Жук Григорий Григорьевич

Мл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: grigoriy26.04@mail.ru

Алексеев Егор Владимирович

Мл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: egor123ea@mail.ru

Миненко Дмитрий Евгеньевич

Мл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: dmitriy.minenko.95@gmail.com

Убайчин Антон Викторович

Канд. техн. наук, с.н.с. ЛИКС, доцент каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: dualog@mail.ru

Д.Е. Миненко, Е.В. Алексеев, Г.Г. Жук, А.В. Убайчин

Способ измерения коэффициента усиления в двухканальных усилителях квадратур сигналов

Описан способ измерения коэффициента усиления на примере 2-канального усилителя с перестраиваемой частотой среза ADRF6510.

Ключевые слова: усилитель, коэффициент усиления, коэффициент передачи, векторный анализатор цепей, генератор импульсных последовательностей, осциллограф.

Усилители применяются во многих схемотехнических решениях, в которых необходимо обеспечить заданный уровень сигнала. Ключевым параметром усилителей является коэффициент усиления (КУ). Для получения реального значения КУ и сравнения его с полученными на этапе проектирования данными необходимо произвести серию лабораторных измерений коэффициента усиления и ряда других ключевых параметров.

В настоящее время с развитием измерительной техники измерения КУ усилителей не является сложным процессом, однако в зависимости от дополнительных условий и метрологических требований подход к измерениям необходимо пересматривать. Один из классических методов измерения коэффициента усиления заключается в использовании генератора сигналов на входе устройства для подачи на измеряемое устройство сигнала определенной частоты и амплитуды, на выходе измеряемого усилителя устанавливается измерительное оборудование, позволяющее фиксировать значения выходной амплитуды сигнала (например, осциллограф). В результате полученных данных вычисляется коэффициент усиления по классической формуле. Преимуществом данного метода является возможность проведения измерения, исключая потери в трансформаторах и подводящих линиях путем применения пробников осциллографа для фиксации значения амплитуды сигнала на входе и выходе микросхемы через соответствующие разъемы либо через соответствующие контакты. Из недостатков стоит выделить трудоемкость процесса измерения (все значения фиксируются вручную), такой способ не представляет возможности производить измерения коэффициента усиления усилителей в режиме реального времени. Стоит также отметить, что при измерении низкоуровневого сигнала для фиксации значения амплитуды сигнала недостаточно необходимой чувствительности осциллографа.

В работе представлен способ измерения коэффициента усиления в двухканальных усилителях квадратур сигналов, учитывающий потери, вносимые подводящими линиями и трансформаторами.

Методика измерения коэффициента усиления представлена на примере микросхемы усилителя производителя Analog Devices ADRF6510. На рис. 1 дана схема измерительной установки коэффициента усиления исследуемого усилителя.

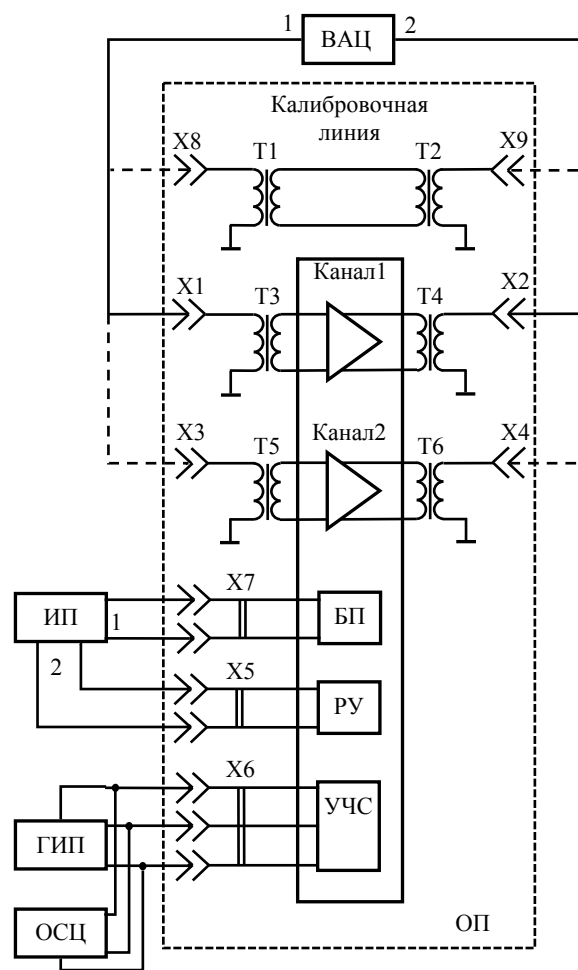


Рис. 1. Схема измерительной установки

Схема измерительной установки включает в себя следующее измерительное оборудование: векторный анализатор цепей ВАЦ, генератор импульсных последовательностей ГИП, осциллограф ОСЦ и источник питания ИП. На отладочной плате изделия установлены согласующие трансформаторы T1-T6, их применение необходимо для согласования входного и выходного сопротивления. Калибровочная линия на отладочной плате необходима для измерения и учета потерь, которые вносят подводящие линии и установленные на них трансформаторы.

Методика измерения коэффициента усиления состоит в следующем. Разъем питания отладочной платы подключается к первому каналу источника питания. Векторный анализатор цепей подключается

к калибровочной линии через соответствующие разъемы X8 и X9 для осуществления калибровки измерительного оборудования, после калибровки векторный анализатор подключается ко входу и выходу первого канала отладочной платы через соответствующие разъемы X1 и X2.

Генератор импульсных последовательностей подключается к блоку перестройки частоты среза через соответствующий разъем X6. Управление коэффициентом усиления осуществляется при помощи второго канала источника питания, подключенного к отладочной плате (разъем X5).

Измерения проводятся в частотном диапазоне от 1 до 33 МГц при изменяемом значении управляющего коэффициентом усиления напряжения в диапазоне от 0 до 2,5 В с шагом 0,5 В. Измерения проводятся при максимальной рабочей полосе частот 2-канального усилителя путем передачи соответствующего цифрового управляющего кода.

Для компенсации ослабления, вносимого трансформаторами и проводящими структурами отладочной платы, калибровочная линия используется при калибровке векторного анализатора цепей в качестве переключки. При этом в векторном анализаторе цепей происходит фиксация данных калибровки и при измерении учитываются потери в калибровочной линии. Таким образом, измерения коэффициента усиления усилителя происходят в режиме реального времени с учетом потерь. Потери, вносимые подводящими линиями и трансформаторами в пределах рабочей полосы частот, не превышают 5 дБ.

Заключение

В результате работы разработан способ измерения коэффициента усиления двухканального усилителя квадратур сигналов с учетом потерь в подводящих линиях и трансформаторах. Преимущество

данного способа заключается в измерении коэффициента усиления с учетом потерь в режиме реального времени. Недостатком способа является необходимость проектирования специальной калибровочной линии на отладочной плате с учетом длин подводящих линий к микросхеме, вследствие чего увеличиваются габаритные размеры отладочной платы. Описанный способ может также применяться для измерения коэффициента усиления не только двухканальных усилителей, но и одноканальных.

Литература

1. Мамий А.Р. Операционные усилители / А.Р. Мамий, В.Б. Тлячев. – Майкоп: АГУ, 2005. – 192 с.
2. Техническая документация на 2-канальный переключаемый усилитель [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADRF6510.pdf> (дата обращения: 27.09.2018).

Миненко Дмитрий Евгеньевич

Мл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: dmitriy.minenko.95@gmail.com

Алексеев Егор Владимирович

Мл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: egor123ea@mail.ru

Жук Григорий Григорьевич

Мл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: grigoriy26.04@mail.ru

Убайчин Антон Викторович

Канд. техн. наук, с.н.с. ЛИКС, доцент каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: dualog@mail.ru

УДК 621.3.083.9

А.В. Убайчин, Г.Г. Жук, Е.В. Алексеев, Д.Е. Миненко, А.А. Кокотов

Методика измерения шумов активных смесителей

Описаны методика и практические рекомендации по измерению коэффициента шума активных смесителей. Методика отработана на примере радиочастотного блока микросхемы AD607.

Ключевые слова: коэффициент шума, методика измерений, преобразователь частоты, погрешность измерений.

Методика измерения коэффициента шума в совокупности с погрешностью измерительной аппаратуры определяет метрологические параметры результатов измерений [1]. Особой важностью обладают измерения шумов приемных модулей массового производства, проводимых при верификации их проектирования [2].

В представленной работе раскрыты практические рекомендации измерений шумов преобразователей частоты со встроенным усилителем. Изложение проводится на примере радиочастотной части микросхемы универсального приемника AD607.

Особенности измерений

Объект измерений представляет собой совокупность смесителя и усилителя промежуточной частоты с регулируемым коэффициентом усиления. Усилитель в канале промежуточной частоты позволяет компенсировать потери, связанные с преобразованием частоты, и оперативно регулировать уровень принимаемого сигнала.

Для реализации измерений коэффициента шума применен метод Y-фактора [3]. Представленный метод широко используется для измерения шумовых параметров приемопередающих устройств с преоб-

разованием частоты. Метод Y-фактора подробно описан в литературе [4] и реализован в виде опциональных расширений программного обеспечения современных анализаторов спектра.

Согласно проведенному анализу литературы [5–7] при измерениях коэффициента шума методом Y-фактора требуется обратить внимание на:

- согласование входа устройства,
- уровень развязки гетеродин-выход/вход,
- организацию внутреннего согласования генератора шума с измеряемым устройством,
- номинальное значение избыточной мощности шума генератора шума,
- стабильность внешних климатических условий в процессе измерений,
- спектральную плотность помех, создаваемых внешними источниками радиоизлучений,
- шумовые характеристики применяемых измерительных приборов,
- настройку гетеродина и т.д.

Ключевой особенностью реализации измерений в рассматриваемом примере является необходимость учета рассогласования радиочастотного входа приемника с волновым сопротивлением измерительного прибора. Излагаемая методика учитывает такое рассогласование, при этом КСВН может достигать до величин порядка 20–45 в исследуемом частотном диапазоне.

Для компенсации влияния рассогласования на результаты измерений применена Г-образная согласующая цепь (СЦ) [8, 9]. Величины элементов СЦ выбраны, исходя из результатов измерений комплексного входного сопротивления, реализуемых при помощи векторного анализатора цепей, и составляют 180 нГн и 5–20 пФ для катушки индуктивности и переменного конденсатора, соответственно. При использовании одной Г-образной СЦ обеспечивается согласование по уровню КСВН не более 2 в частотном диапазоне 2–5%.

В примененной схеме измерений источником опорных колебаний является гетеродин, реализованный на основе генератора СВЧ-сигналов. Принимая во внимание ненулевую развязку гетеродин – выход, необходимо осуществить учет шумов генератора СВЧ-сигналов. Наиболее простой способ снижения их влияния заключается в установке полосового фильтра на гетеродинном входе активного преобразо-

вателя [10]. Практически установлено, что влияние шумов генератора СВЧ-сигналов устраняется с достаточной для метрологической оценки погрешностью при вносимом ослаблении фильтром порядка минус 20–30 дБ в диапазоне промежуточной частоты относительно центральной частоты гетеродина.

Аналогично фильтрации сигнала гетеродина, необходимо формирование полосы шумов на частоте измерений для реализации режима работы смесителя с одной полосой (верхней или нижней). Учет вносимых фильтром потерь осуществляется при калибровке анализатора спектра.

При выборе генератора шума необходимо учитывать величину ожидаемого в результате измерений коэффициента шума. При этом необходимо выбирать близкую по значениям избыточную мощность генератора шума [11]. Для представленного примера ожидаемый коэффициент шума составляет порядка 10–20 дБ.

В процессе измерений обязательным условием является применение термогигрометра для измерения параметров окружающей среды. На протяжении всего процесса измерений для поддержания стабильных метрологических характеристик измерительной установки необходимо обеспечить стабильность внешних климатических условий, в первую очередь температуры в пределах $\pm 7\%$ от начальной. Это требование обеспечивается либо путем принудительного поддержания климатических условий, что затруднительно достичь в обычных помещениях, либо путем тщательной методической подготовки, обеспечивающей проведение калибровки и измерений за достаточно короткий временной интервал [12].

В случае применения климатической установки калибровку измерительной установки необходимо проводить на режимной температуре с учетом тепловой постоянной времени узлов и пассивных элементов измерительного тракта, подверженных воздействию изменяющейся температуры.

В зависимости от уровня внешнего электромагнитного фона необходимо применение средств экранирования и ослабления для уменьшения влияния помех на этапах калибровки и измерений.

Структурная схема измерительной установки, примененной для измерений коэффициента шума, представлена на рис. 1.

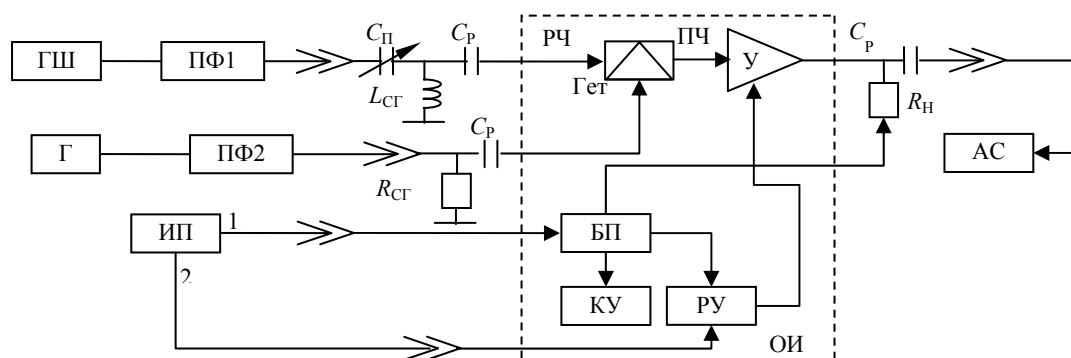


Рис. 1. Структурная схема измерительной установки для реализации измерений коэффициента шума

Структурная схема, представленная на рис. 1, состоит из генератора шума ГШ; первого полосового фильтра ПФ1; Г-образной СЦ, состоящей из переменного конденсатора C_{Π} и катушки индуктивности $L_{СГ}$; генератора СВЧ-сигналов Г; второго полосового фильтра ППФ2; согласующего резистора $R_{СГ}$; разделительного конденсатора $C_{Р}$; резистора, выполняющего роль нагрузки $R_{Н}$; анализатора спектра АС с функцией измерения коэффициента шума; двухканального источника питания ИП и объекта измерений ОИ. Объект измерений состоит из смесителя, блока питания БП, блока регулировки крутизны усиления КУ, блока регулировки усиления РУ и усилителя промежуточной частоты У. В примере при отработке методики объект измерений представлен в виде блока активного смесителя и внутренних элементов управления микросхемы AD607.

Первый канал источника питания осуществляет электропитание объекта измерений, регулировка напряжения на втором канале позволяет изменять коэффициент усиления. Первый полосовой фильтр формирует рабочую полосу для измерений, второй полосовой фильтр используется для снижения влияния шумов генератора СВЧ-сигналов.

Порядок проведения измерений

Порядок проведения измерений состоит в следующем:

1. Подключить генератор СВЧ-сигналов, источник питания, векторный анализатор цепей и анализатор спектра к сети электропитания.
2. Включить генератор СВЧ-сигналов, источник питания, векторный анализатор цепей и анализатор спектра.
3. Подготовить объект измерений в соответствии со структурной схемой, изображенной на рис. 1.
4. Прогреть генератор СВЧ-сигналов, источник питания, векторный анализатор цепей и анализатор спектра в течение 10–15 мин.
5. При помощи термогигрометра измерить температуру, давление и влажность.
6. Если климатические условия измерений не удовлетворяют нормальным условиям, принять меры для их реализации.
7. Задать режимы работы источника питания: первый канал – напряжение 3 В, ток не более 20 мА; второй канал – напряжение 0,4 В, ток не более 5 мА.
8. Подать электропитание на объект измерений.
9. На анализаторе спектра установить режим измерения коэффициента шума.
10. Убедиться в соответствии результатов проверки генератора шума с данными калибровочной таблицы анализатора спектра. В случае несоответствия внести данные результатов проверки генератора шума в калибровочную таблицу анализатора спектра.
11. Задать режимы работы генератора СВЧ-сигналов; частота 110 МГц; мощность –16 дБм.
12. Осуществить конфигурацию анализатора спектра для визуального контроля области коэффициента шума в диапазоне от 60 до 105 МГц.
13. Установить режим измерения коэффициента шума устройства с преобразователем частоты.

14. Установить конфигурацию режима измерения коэффициента шума устройства с преобразователем частоты (преобразование вниз, захват одной полосы, частота гетеродина и т.д.).

15. Осуществить конфигурацию анализатора спектра (включить предусилитель, число усреднений не менее пяти и т.д.)

16. Подключить выход питания генератора шума анализатора спектра к разъему питания генератора шума.

17. Подключить генератор шума к анализатору спектра.

18. Осуществить калибровку анализатора спектра.

19. Отсоединить генератор шума от анализатора спектра.

20. Осуществить калибровку векторного анализатора цепей.

21. Подключить радиочастотный вход объекта измерений на вход векторного анализатора цепей.

22. Путем изменения номинального значения емкости переменного конденсатора согласующей цепи установить значение КСВН радиочастотного входа не более 2 на частоте измерений.

23. Подать с генератора СВЧ-сигналов на вход гетеродина входное воздействие.

24. Подключить генератор шума к радиочастотному входу объекта измерений. Подключить анализатор спектра к выходу объекта измерений.

25. Измерить коэффициент шума.

26. Повторить п. 18–25 для требуемого диапазона измерений.

27. Завершить измерения.

28. Выключить приборы.

Заключение

Описана методика измерений коэффициента шума активных смесителей. Методика отработана на примере радиочастотного блока микросхемы AD607. При этом результаты измерений соответствуют справочным данным указанной микросхемы.

Развитием методики является использование широкополосных СЦ и новых методических решений, описанных, например, в [13, 14]. Представленные методологические решения могут быть распространены на другие радиотехнические устройства, обладающие схожими техническими характеристиками.

Работа выполнена в рамках научного проекта №16-47-700286 при финансовой поддержке РФФИ и администрации Томской области. Коллектив авторов выражает особую признательность заведующему Лабораторией интеллектуальных компьютерных систем Ф.И. Шеерману за практическую поддержку и ценные рекомендации в процессе проведения измерений.

Литература

1. Алмазов-Долженко К.И. Коэффициент шума и его измерение на СВЧ. – М.: Научный мир, 2000. – 240 с.
2. Belostotski L. Technique for Differential Noise Figure Measurement of Differential LNAs / L. Belostotski, A.B. Calgary, J.W.A. Haslett // Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions. – 2008. – Vol. 57, Is. 7. – P. 1298–1303.

3. Oliver B.M. Noise Figure and Its Measurement // Hewlett-Packard Journal. – 1958. – Vol. 9, No. 5. – P. 3–5.

4. Hines M.E. NoisetheoryfortheReadtypeavalanchediode // IEEETrans. ElectronDevices. – 1966. – Vol. ED-13. – P. 158–163.

5. Frater R.H. An active «cold» noise source // IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques. – 1981. – MTT-29. – No. 4. – P. 344–347.

6. Бережной В.А. Низкотемпературный генератор шума // Электронная техника. Сер.: Электроника СВЧ. – 1989. – №10. – С. 46–47.

7. Топольницкий В.Н. Генерация «холодного» шума сверхвысокочастотным транзистором // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47, № 12. – С. 1513–1516.

8. Swain H.L. Noise Figure Meter Sets Record for Accuracy, Repeatability, and Convenience // Hewlett-Packard Journal. – 1983. – P. 23–32.

9. Адерихин В.И. Расчет шумовой температуры транзисторных низкотемпературных генераторов шума СВЧ // Измерительная техника. – 2002. – № 2. – С. 59–64.

10. Friis H.T. Noise figures of radio receivers // Proceeding IRE. – 1944. – Vol. 32, No. 7. – P. 419–422.

11. Bockelman D.E. Combined differential and common-mode scattering parameters: Theory and simulation // IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique. – 1995. – Vol. 43, No. 7. – P. 1530–1539.

12. Davidson A.C. Accuracy improvements in microwave noise parameter measurements // IEEE Transaction Microwave Theory and Technique. – 1989. – Vol. 37, No. 12. – P. 1973–1978.

13. Убайчин А.В. Модифицированный нулевой радиометр для исследования диэлектрических сред в ближней зоне // Матер. 24-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 10–14 сентября 2014 г., Севастополь. – С. 928–929.

14. Adamian V. A novel procedure for receiver noise characterization // IEEE Transaction on Instruments Measurement. – 1973. – Vol. IM-22, No. 2. – P. 181–182.

Убайчин Антон Викторович

Канд. техн. наук, с.н.с. ЛИКС, доцент каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: dualog@mail.ru

Жук Григорий Григорьевич

Мл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: grigoriy26.04@mail.ru

Алексеев Егор Владимирович

Мл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: egor123ea@mail.ru

Миненко Дмитрий Евгеньевич

Мл. науч. сотр. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: dmitriy.minenko.95@gmail.com

Коколов Андрей Александрович

Канд. техн. наук, доцент, с.н.с. ЛИКС ТУСУРа
Эл. почта: kokolovaa@gmail.com

УДК 621.314

В.А. Шарыгин, В.Д. Семенов, В.А. Кабиров

Однотактный резонансный преобразователь с частотным управлением

Представлены имитационная модель однотактного резонансного преобразователя с частотным управлением, а также результаты исследования этой имитационной модели в среде MATLAB Simulink.

Ключевые слова: однотактный резонансный преобразователь, математическая модель, передаточные функции, система MATLAB Simulink.

Однотактный резонансный преобразователь с частотным управлением предназначен для работы на резонансный последовательный RLC-контур, в устройстве для снятия лаковой изоляции с проводов путем индукционного нагрева.

Схема электрическая функциональная однотактного резонансного преобразователя напряжения с частотным управлением

Из [1] была взята схема электрическая функциональная однотактного резонансного преобразователя с частотным управлением, представленная на рис. 1.

Схема электрическая функциональная работает следующим образом. На силовые ключи S1–S2 подается управляющее напряжение в виде сигнала определенной частоты и длительности со схемы управления $U_{упр}$ на один ключ, и этот же сигнал в

противотакте на другой ключ, при этом преобразователь представляет собой однотактный инвертор напряжения. Инвертированное входное напряжение $U_{вх}$ подает на RLC последовательный колебательный контур. С датчика тока (ДТ) снимается сигнал, который вычитается с задающего напряжения U_3 , после чего подается на корректирующее звено (КЗ), затем этот сигнал задает частоту в генераторе управляемым напряжением (ГУН), причем ГУН реализован таким образом, что в момент запуска всего устройства частота максимальна, что соответствует нулевому сигналу с датчика тока (ДТ), который представляет собой двухполупериодный выпрямитель с гальванической развязкой и RC-фильтром. Сигнал заданной частоты с ГУН поступает на драйвер (ДР), после чего драйвер подает управляющие сигналы на силовые ключи S1–S2.

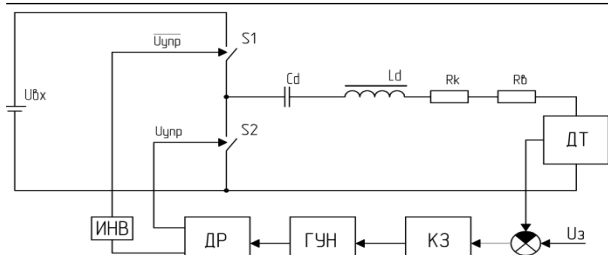


Рис. 1. Схема электрическая функциональная однофазного резонансного преобразователя с частотным управлением

Схема электрическая структурная однофазного резонансного преобразователя с частотным управлением

На основе схемы электрической функциональной однофазного резонансного преобразователя с частотным управлением была разработана схема электрическая структурная однофазного резонансного преобразователя с частотным управлением, представленная на рис. 2 [2].

Схема электрическая структурная в операторной форме представлена на рис. 3.

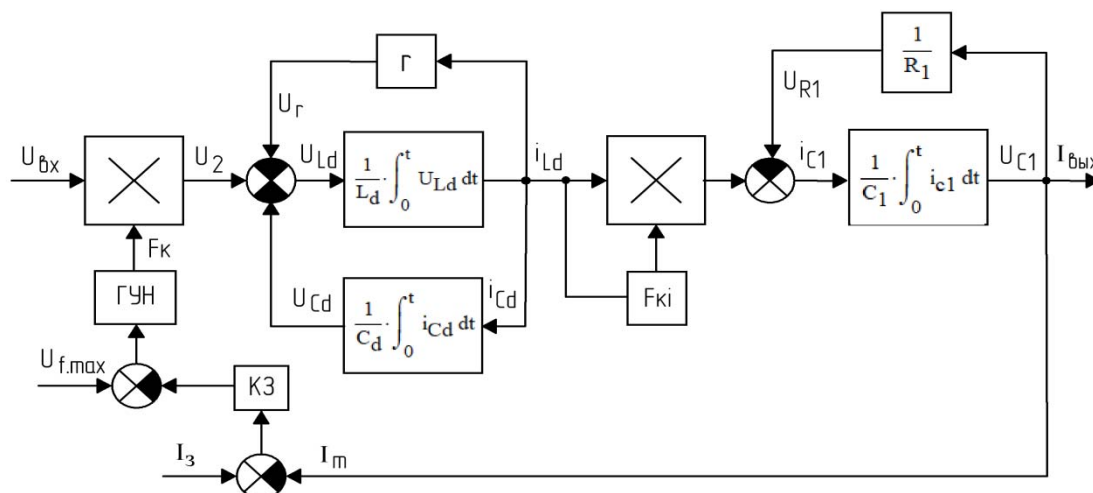


Рис. 2. Схема электрическая структурная однофазного резонансного преобразователя с частотным управлением

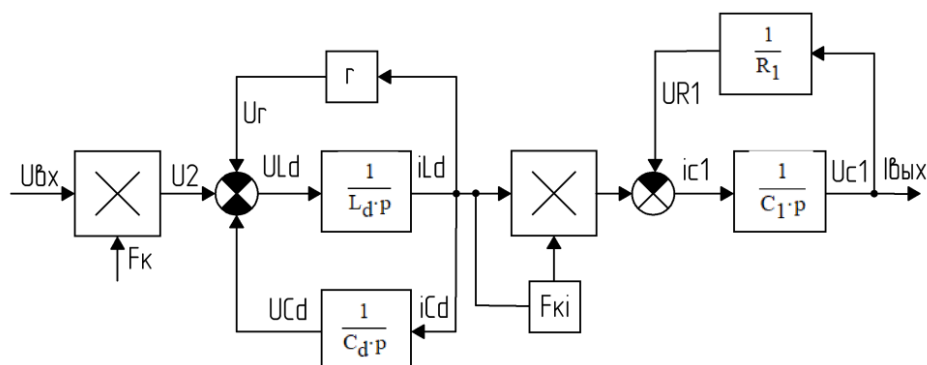


Рис. 3. Схема электрическая структурная однофазного резонансного преобразователя с частотным управлением в операторной форме

Передаточные функции

Рассчитана передаточная функция резонансного последовательного RLC-контура

$$W_1(p) = \frac{1/Lp}{1+(1/Lp)r} = \frac{1}{Lp+r} = \frac{1}{r(Lp/r+1)} = \frac{1/r}{T_1p+1} = \frac{K_1}{T_1p+1};$$

$$W_3(p) = \frac{\frac{K_1}{T_1p+1}}{1+\frac{K_1}{T_1p+1} \cdot \frac{1}{Cp}} = \frac{K_1}{(T_1p+1) + \frac{K_1}{Cp}} = \frac{1}{\frac{T_1p}{K_1} + \frac{1}{K_1} + \frac{1}{Cp}};$$

$$W_5(p) = \frac{1}{\frac{1}{Cp} \left(\frac{T_1 Cp^2}{K_1} + \frac{Cp}{K_1} + 1 \right)} = \frac{T_4 p}{T_3 Cp^2 + T_2 p + 1}$$

и передаточная функция RC-фильтра датчика тока

$$W_{3rc}(p) = \frac{1/C_1 p}{1 + \frac{1}{C_1 p} \cdot \frac{1}{R_1}} = \frac{1}{C_1 p + \frac{1}{R_1}} = \frac{R_1}{R_1 C_1 p + 1} = \frac{K_2}{T_s p + 1}.$$

Частотная характеристика

С имитационной модели без обратной связи была снята частотная характеристика колебательно-го контура и выбрана рабочая точка, представленная на рис. 4.

Разработка имитационной модели системы управления однофазного преобразователя напряжения с частотным управлением

По [3–5] была разработана имитационная модель схемы управления однофазного резонансного преобразователя с частотным управлением, представленная на рис. 5.

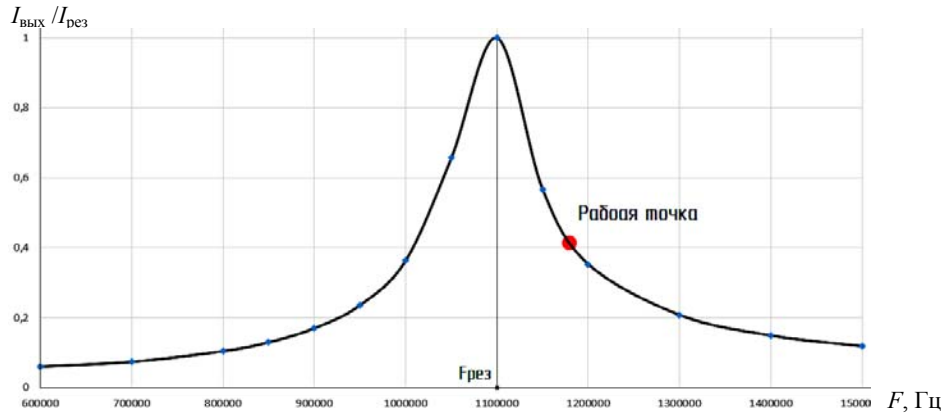


Рис. 4. Частотная характеристика однофазного резонансного преобразователя с частотным управлением с выбранной рабочей точкой

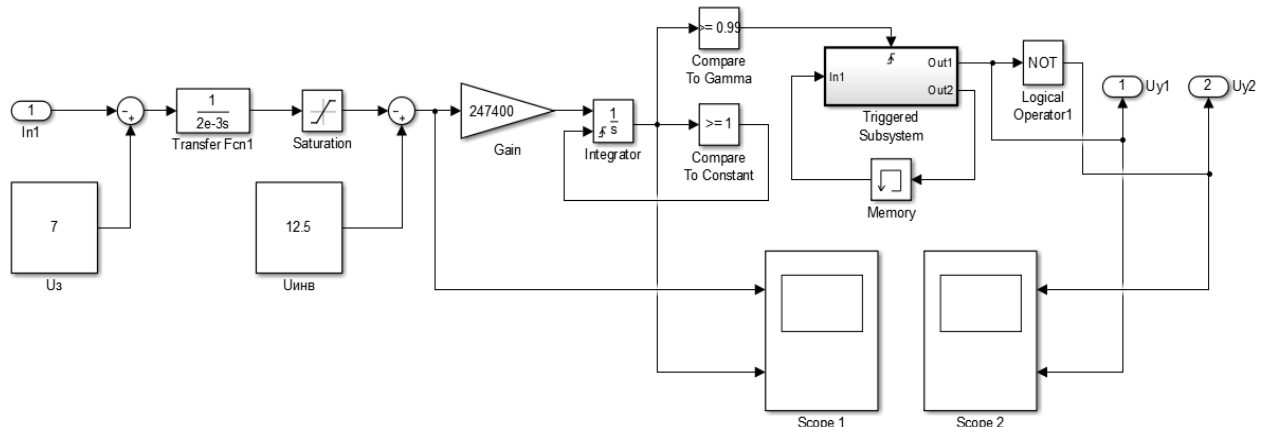


Рис. 5. Имитационная модель системы управления однофазного резонансного преобразователя с частотным управлением

В таблице представлено описание блоков имитационной модели системы управления однофазным резонансным преобразователем с частотным управлением.

Описание блоков имитационной модели системы управления

1		Входной разъем, на который подается напряжение ошибки $U_{\text{ошиб}}$, снятое с датчика тока
2		Блок-константа, задающая опорное напряжение, равное 7 В, что соответствует 7 А амплитудного значения тока в цепи нагрузки
3		Корректирующее звено, представленное в виде интегратора с коэффициентом усиления $0,5 \times 10^3$
4		Нелинейное звено, ограничивающее напряжение управления в пределах от 1 до 10 В
5		Блок-константа, задающая опорное напряжение, необходимое для инвертора управляющего сигнала, равное 12,5 В
6		Звенья преобразования нелинейного звена типа А в тип В

7		Коэффициент усиления для усиления сигнала управления для реализации ГУН в заданном диапазоне частот
8		Элементы модели для создания пилообразного напряжения для ГУН
9		Компаратор, реализующий «короткие» импульсы с относительной длительностью 0,01 на выходе ГУН
10		Д-триггер – преобразует полученные «короткие» импульсы по переднему фронту в последовательность прямоугольных импульсов
11		Инвертор, инвертирующий сигнал с выхода триггера для обеспечения работы ключей преобразователя в противофазе
12		Выходные разъемы, на которые подаются последовательности управляющих прямоугольных импульсов в противофазе с заданной частотой

Генератор, управляемый напряжением (ГУН) в системе управления однофазного резонансного преобразователя с частотным управлением, устроен

таким образом, что при начальном запуске преобразователя он выдает сигнал управления при максимальной рабочей частоте, чтобы избежать высоких пусковых токов.

На рис. 6 приведена диаграмма работы звеньев системы 6 из таблицы.

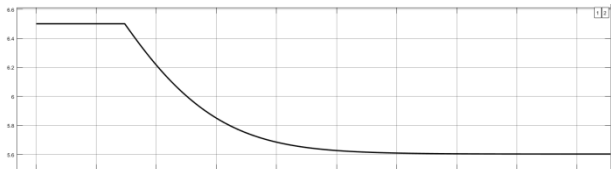


Рис. 6. Напряжение управления ГУНа, снятое с системы 6

На рис. 7 приведена диаграмма работы генератора пилообразного напряжения 8 из таблицы.

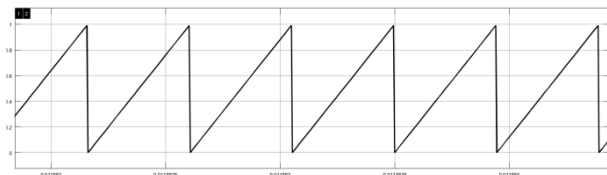


Рис. 7. Пилообразное напряжение ГУНа, снятое с системы 8

На рис. 8 приведена диаграмма, снятая с выхода компаратора 9 из таблицы.

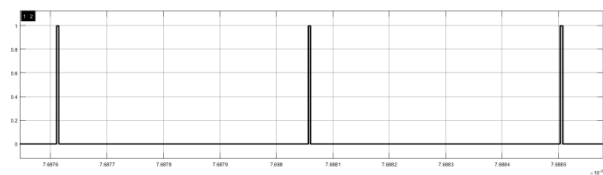


Рис. 8. Диаграмма, снятая с выхода компаратора 9 из таблицы

На рис. 9 приведены сигналы управления ключей (U_{y1} , U_{y2}).

Снятые диаграммы работы генератора, управляемого напряжением в системе управления одно-

тактного резонансного преобразователя с частотным управлением, подтверждают его корректную работу.

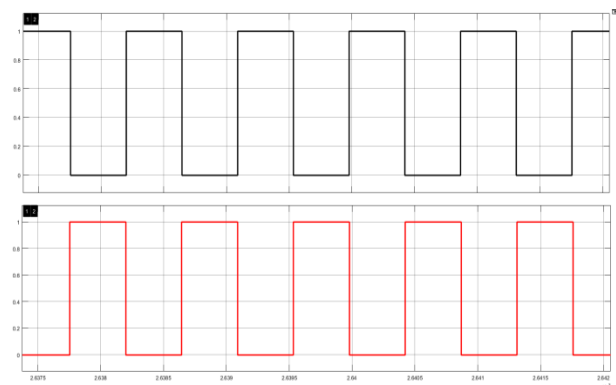


Рис. 9. Сигналы управления силовых ключей (U_{y1} , U_{y2}), снятые с имитационной модели ГУН

Разработка имитационной модели с обратной связью по току

Реализовав систему управления для имитационной модели однотактного резонансного преобразователя с частотным управлением, следующий шаг, это замыкание обратной связи по току через датчик тока на систему управления [5].

На рис. 10 система управления однотактного резонансного преобразователя с частотным управлением представлена в виде отдельного функционального блока.

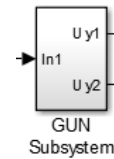


Рис. 10. Система управления

Имитационная модель однотактного резонансного инвертора, работающего на RLC, с последовательным контуром представлена на рис. 11.

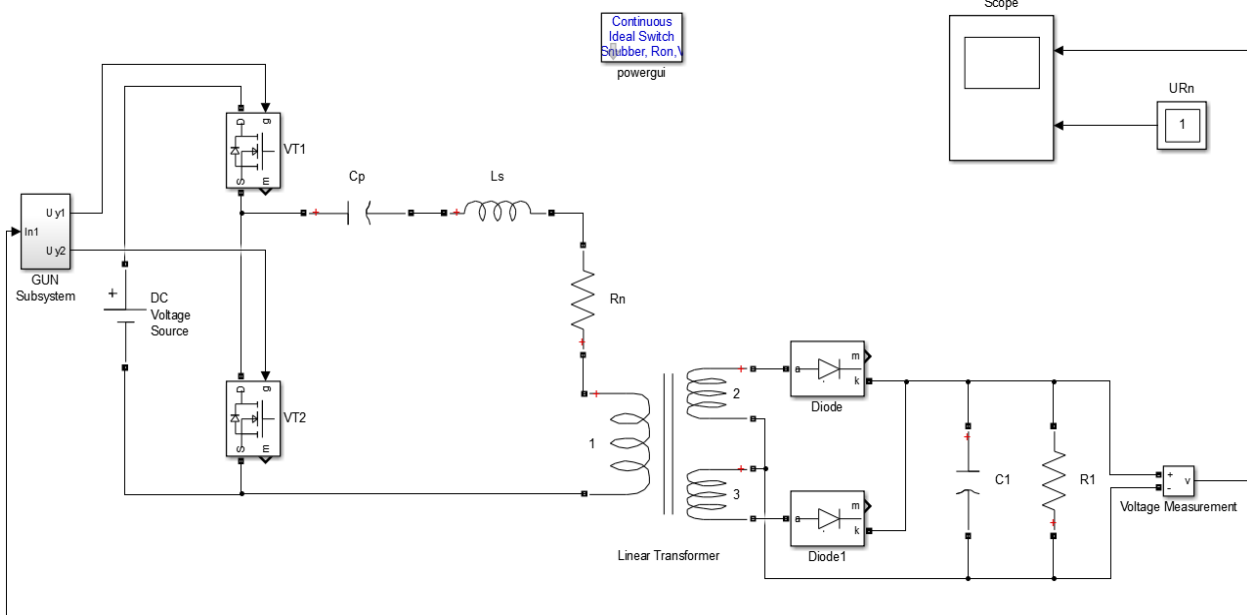


Рис. 11. Имитационная модель однотактного резонансного преобразователя с частотным управлением с обратной связью по току

С имитационной модели были сняты напряженные ошибки, а также значения токов в цепи нагрузки при различных входных напряжениях.

Диаграмма напряжения ошибки представлена на рис. 12.

Значения амплитуды тока в цепи нагрузки и частоты преобразователя при напряжении питания 270 В ошибки представлены на рис. 13.

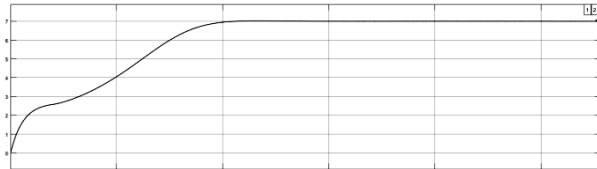


Рис. 12. Форма напряжения ошибки в цепи обратной связи, снятое с датчика тока

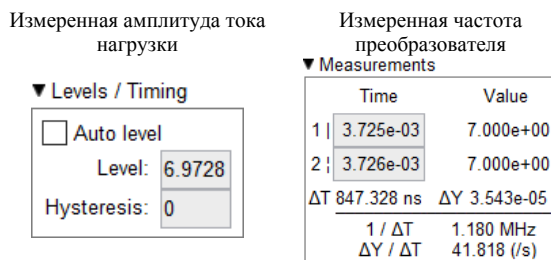


Рис. 13. Выходной ток, снятый с резистора R_n , в цепи нагрузки при напряжении питания 270 В

Значения амплитуды тока в цепи нагрузки и частоты преобразователя, при напряжении питания 300 В ошибки представлены на рис. 14.

Значения амплитуды тока в цепи нагрузки и частоты преобразователя, при напряжении питания 330 В ошибки представлены на рис. 15.

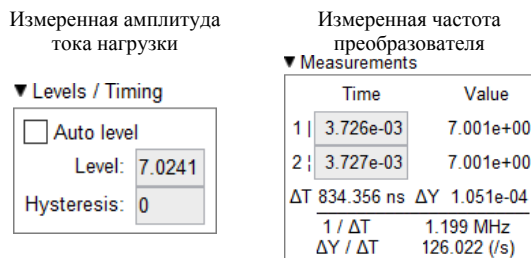


Рис. 14. Выходной ток, снятый с резистора R_n , в цепи нагрузки при напряжении питания 300 В

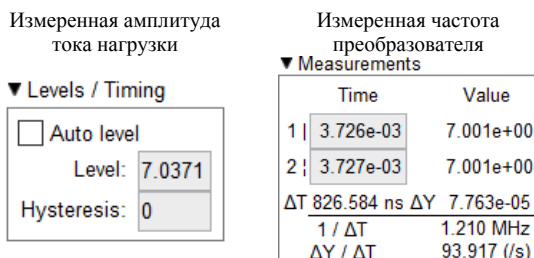


Рис. 15. Выходной ток, снятый с резистора R_n , в цепи нагрузки при напряжении питания 330 В

Из полученных данных следует, что при разных значениях входного напряжения питания ($U_{пит} = 300 \text{ В} \pm 10\%$) выходной ток ($I_{вых} = 7 \text{ А}$) изме-

няется в пределах $\pm 1\%$. Частота работы преобразователя изменяется соответственно в диапазоне 1,180–1,210 МГц.

ЛАЧХ и ЛФЧХ

С имитационной модели без обратной связи были сняты ЛАЧХ и ЛФЧХ при различных частотах рабочей точки (1140, 1180, 1220 кГц), представленные на рис. 16 и 17.

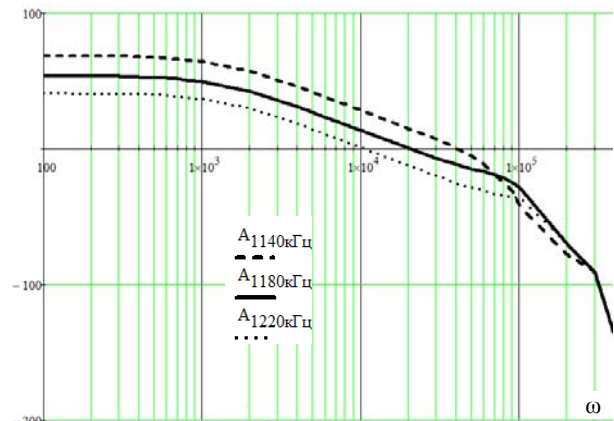


Рис. 16. ЛАЧХ однотактного резонансного преобразователя с частотным управлением

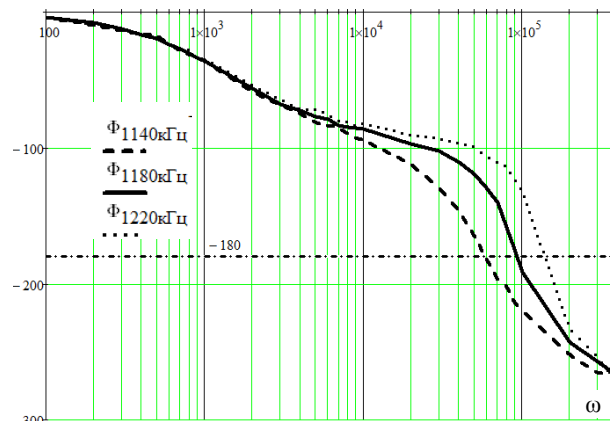


Рис. 17. ЛФЧХ однотактного резонансного преобразователя с частотным управлением

Исходя из полученных результатов ЛАЧХ и ЛФЧХ было установлено, что система устойчива с запасом по фазе 80° и по амплитуде 25 дБ.

Заключение

Разработана имитационная модель однотактного резонансного преобразователя с частотным управлением и обратной связью по току, позволяющая работать на высоких частотах в диапазоне 1,180–1,210 МГц и стабилизировать ток нагрузки на уровне 7 А $\pm 1\%$. Анализ экспериментальных ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы, снятых с имитационной модели, реализованной в среде MATLAB Simulink, показал, что система устойчива с запасом по фазе 80° и по амплитуде 25 дБ.

Литература

1. Шарыгин В.А. Устройство индукционного нагрева для снятия изоляции с проводов Zetta. – Томск: ТУСУР, 2018. – 13 с.

2. Шарыгин В.А. Высокочастотный преобразователь устройства для снятия изоляции с проводов Zetta. – Томск: ТУСУР, 2018. – 25 с.

3. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, Том. отд., 1990. – 336 с.

4. Семенов В.Д. Импульсно-модуляционные системы: метод. пособие по практическим занятиям и организации самостоятельной работы / В.Д. Семенов, В.А. Кабиров, Д.Б. Бородин, С.С. Тюнин. – Томск: ТУСУР, 2015. – 73 с.

5. Щербаков В.С. Основы моделирования систем автоматического регулирования и электротехнических систем в среде Matlab Simulink: учеб. пособие / В.С. Щербаков, А.А. Руппель, В.А. Глушеч. – Омск: СибАДИ, 2003. – 161 с.

Шарыгин Владислав Анатольевич

Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: iii@zgtu.krs.ru

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Кабиров Вагиз Александрович

Вед. электроник каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: kva@ie.tusur.ru

УДК 621.314.1

В.В. Игнатенко, А.Г. Юдинцев

Сравнение непрерывных и дискретных моделей преобразователя понижающего типа

Рассматриваются особенности моделирования преобразователей электрической энергии с использованием непрерывной линейной модели, имитационной модели на примере непосредственного преобразователя напряжения понижающего типа.

Ключевые слова: система автоматического управления, имитационное моделирование преобразователей, непрерывная линейная модель, частотные характеристики преобразователя, преобразователь понижающего типа.

В настоящее время вопросы анализа динамики импульсных преобразователей энергии в конечном счете сводятся к двум направлениям:

1) преобразователь рассматривается как импульсная (дискретная) система автоматического управления (САУ);

2) преобразователь рассматривается как непрерывная система [1].

В [2] описаны методики создания различных моделей и аспектов исследования преобразователей. С точки зрения анализа модели как одного из этапов проектирования системы управления высокую практическую ценность представляют собой Simulink-модели. В данной статье рассматриваются непрерывная модель на базе эквивалентной электрической схемы непрерывной линейной модели (НЛИМ) силовой части, а также дискретная имитационная SPS-модель.

Выходной каскад преобразователя – его силовая часть – является важнейшим звеном САУ, ее регулирующим элементом. Во многих случаях удобно преобразователь совместно с нагрузкой считать объектом САУ.

Существуют два основных подхода к представлению силовой части преобразователя как звена САУ. Первый, в котором силовая часть рассматривается как импульсная система. Второй основан на преобразовании импульсной части непрерывным звеном. Помимо перехода к непрерывному звену как математической модели, практически полезно и

дальнейшее изменение – переход от нелинейного звена к линейному [1].

Рассмотрению непрерывных моделей импульсных преобразователей, называемых также усредненными, посвящено большое число работ [3, 4]. Суть данного метода заключается в том, что для систем второго и более высокого порядка учитывают только два интервала работы преобразователя – импульс и паузу. При этом применяется матричный метод – составляются матрицы коэффициентов состояния силовой части в интервалах импульса и паузы.

Для n -го периода переключений для силовой части записывается уравнение состояния:

$$\dot{x}(t) = A_1 x(t) + B_1 u(t), T_n \leq t \leq (n + d_n)/f_k; \quad (1)$$

$$\dot{x}(t) = A_2 x(t) + B_2 u(t), (n + d_n)/f_k \leq t \leq T_{n+1}; \quad (2)$$

где T_n и T_{n+1} – моменты начала n -го и $(n+1)$ -го периодов; $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ и $u = [u_1, u_2, \dots, u_n]^T$ – векторы переменных и входных сигналов; A_1, A_2 – матрицы коэффициентов состояния в интервалах импульса и паузы; B_1, B_2 – матрицы, связывающие входные сигналы с переменными состояния; d_n – коэффициент заполнения; f_k – частота переключения. Умножив (1) и (2) на d_n и $1 - d_n$, просуммировав результат на периоде T_n , а также учитывая равенство средних значений переменных на отдельных временных интервалах (при условии, что частота выходных сигналов много меньше частоты коммутации), получают:

$$\dot{x}_n = [d_n A_1 + (1 - d_n) A_2] x_n + [d_n B_1 + (1 - d_n) B_2] U_n. \quad (3)$$

Обозначив усредненные матрицы A_d, B_d соответственно и переходя к непрерывному времени, получают

$$\dot{x}_n = A_d x + B_d u. \quad (4)$$

Установившийся режим

$$\dot{x}_n = A_d x + B_d u = 0. \quad (5)$$

Уравнение (5) представляет собой непрерывную модель силовой части преобразователя. Модель является нелинейной, поскольку векторы x и u умножаются на управляющий сигнал d , содержащийся в общем случае в матрицах A_d, B_d .

Любая нелинейная система (непрерывная или импульсная) может быть заменена линейной внутри достаточно малой окрестности относительно ее рабочей точки. Для этого уравнение (5) установившегося режима дополняется уравнением для отклонений:

$$\dot{x}_n = A_d x + B_d u + E \delta, \quad (6)$$

где $E = (A_1 - A_2)x_0 + (B_1 - B_2)u_0$.

Уравнение (6) – общее линейное уравнение.

Получим непрерывную линейную модель понижающего преобразователя напряжения (рис. 1) [5].

Для схемы рис. 2 определим векторы x и u :

$$x = [i_L \quad u_C]^T \text{ и } u = [u_{вх} \quad i]^T.$$

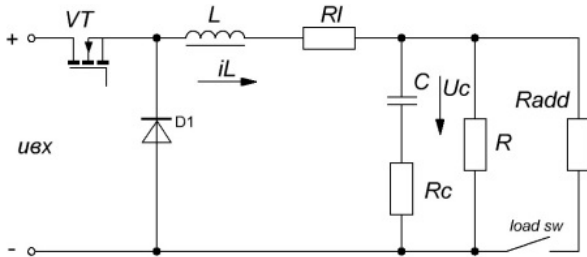


Рис. 1. Силовая часть понижающего регулятора

Определим матрицы A и B для интервалов импульса и паузы

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \frac{1}{1 + \frac{R_c}{R}}; B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{R_c}{L(1 + \frac{R_c}{R})} \\ 0 & \frac{1}{C(1 + \frac{R_c}{R})} \end{bmatrix};$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \frac{1}{1 + \frac{R_c}{R}}; B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{R_c}{L} \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \frac{1}{1 + \frac{R_c}{R}}.$$

Определим матрицы A_d, B_d, E с учетом того, что возмущение по току нагрузки равно нулю, а выходное напряжение и ток дросселя равны

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} D; I_L = I_H = \frac{U_{\text{вх}} D}{R};$$

$$A_D = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \frac{1}{1 + \frac{R_c}{R}}; B_D = \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & -\frac{R_c}{L(1 + \frac{R_c}{R})} \\ 0 & \frac{1}{C(1 + \frac{R_c}{R})} \end{bmatrix};$$

$$E = \begin{bmatrix} \frac{U_{\text{вх}}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Данные матрицы входят в НЛМ понижающего преобразователя. Данной модели соответствует электрическая схема рис. 2.

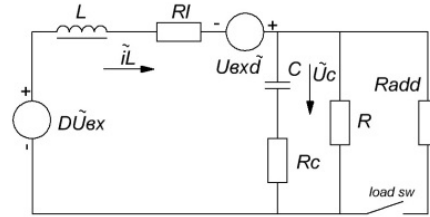


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема НЛМ

Выполним моделирование эквивалентной электрической схемы НЛМ в Simulink. На рис. 3 представлена Simulink-модель, эквивалентная схеме рис. 2.

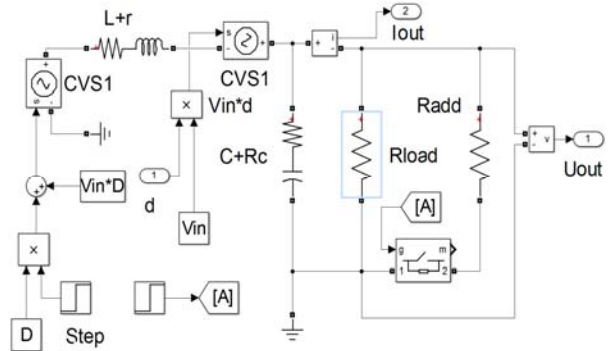


Рис. 3. Модель преобразователя на основе электрической схемы

Полная схема модели представлена на рис. 4.

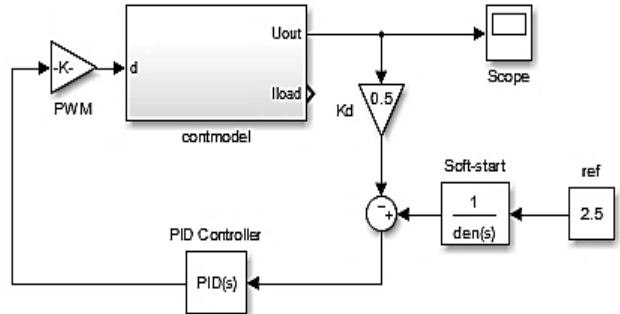


Рис. 4. НЛМ замкнутого понижающего регулятора

Основные параметры компонентов силовой части: $L = 3$ мкГн; $R_l = 0,001$ Ом; $C = 2000$ мкФ; $R_c = 0,01$ Ом; $R_{\text{load}} = 2$ Ом, $U_{\text{вых}} = 5$ В; $U_{\text{вх}} = 18$ В, $D = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$; $K_{\text{PWM}} = 1$; $K_d = 0,5$. Модель содержит блок «contmodel» представляющий собой НЛМ силовой части рис. 4, блок K_d задает коэффициент делителя, приводящего $U_{\text{вых}}$ к опорному напряжению ref. Блок PWM задает коэффициент передачи ШИМ. Блок Soft-start реализует инерционное звено, необходимое для плавного запуска регулятора. Блок PID controller реализует корректирующее звено в цепи ОС. Блок Scope служит для снятия выходного сигнала.

Результаты моделирования представлены в виде осциллограмм переходных процессов выходного напряжения (рис. 5), реакции на изменение входного

напряжения и величины нагрузки (табл. 1), а также частотных характеристик разомкнутой и скорректированной систем (рис. 6).

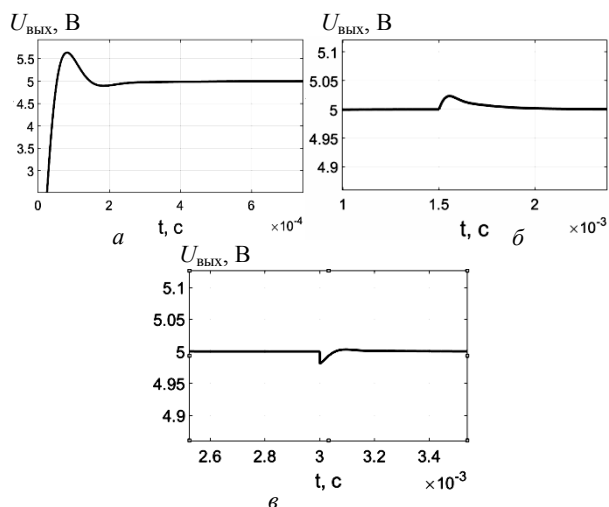


Рис. 5. Выходное напряжение: а – при входном воздействии; б – при изменении входного напряжения; в – при изменении нагрузки

Установившееся значение напряжения соответствует проектируемому 5 В.

Таблица 1

Показатели качества регулирования

$t_{пп}, мс$	$\sigma, \%$	$t_{пнU}, мс$	$\sigma_U, \%$	$U_{min}, В$	$t_{пнI}, мс$
0,35	9	0,3	0,5	4,97	0,12

$t_{пп}, \sigma, t_{пнU}, \sigma_U, t_{пнI}$ – время переходного процесса и перерегулирование по задающему и возмущающему воздействию; U_{min} – максимальный провал напряжения при изменении тока нагрузки.

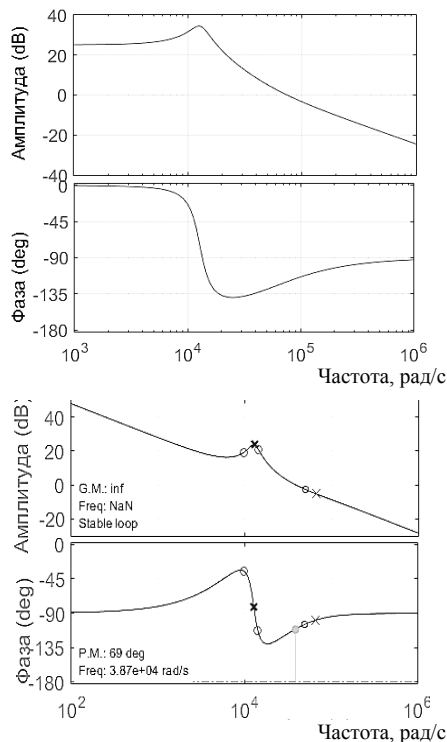


Рис. 6. ЛАЧХ и ЛФЧХ нескорректированной (вверху) и скорректированной (внизу) системы

НЛМ удобна для анализа динамики преобразователей и получения их частотных характеристик. Следует отметить, что данная модель является усредненной и не дает возможности учитывать некоторые аспекты преобразователей или учет этих аспектов ведет к усложнению математического описания и эквивалентной схемы.

Данным недостатком лишена имитационная SPS-модель понижающего регулятора (рис. 7). Силовая часть соответствует схеме рис. 2. Преобразователь замкнут ОС по напряжению. Параметры схемы аналогичны предыдущей модели.

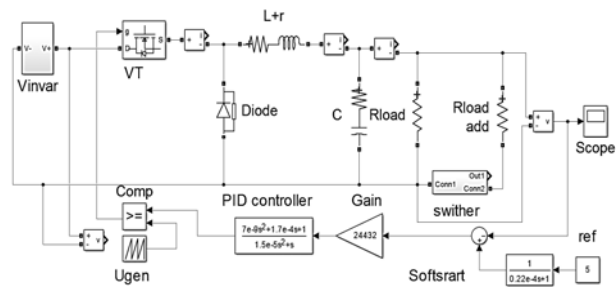


Рис. 7. Имитационная модель понижающего регулятора с ОС по напряжению

Результаты моделирования в виде осциллограмм выходного напряжения при изменении входного напряжения и величины нагрузки представлены на рис. 8.

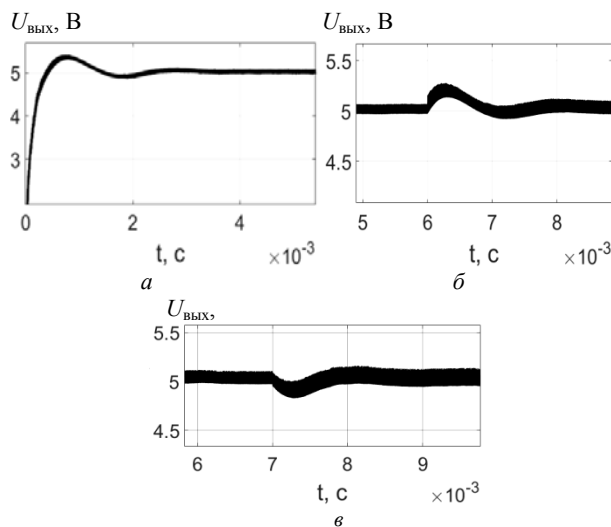


Рис. 8. Выходное напряжение: а – при входном воздействии; б – при изменении входного напряжения; в – при изменении нагрузки

Выходное напряжение имитационной модели соответствует 5В, напряжение стабилизировано к входным возмущениям. Численные значения показателей качества регулирования приведены в табл. 2.

Таблица 2

Показатели качества регулирования

$t_{пп}, мс$	$\sigma, \%$	$t_{пнU}, мс$	$\sigma_U, \%$	$U_{min}, В$	$t_{пнI}, мс$
3,5	9	2	4	4,83	1,5

Для получения частотных характеристик имитационной модели необходимо получить передаточ-

ную функцию понижающего регулятора [1]. Если матрицы A_d , B_d , E представить в виде системы дифференциальных уравнений в матричной форме, а

$$\begin{cases} s\tilde{I}_L = -\frac{R_c}{L} \cdot \frac{1}{1+R_c/R} \tilde{I}_L - \frac{1}{L(1+R_c/R)} \tilde{U}_C + \frac{D}{L} \tilde{U}_{\text{ВХ}} - \frac{R_c}{1+R_c/R} \tilde{I} + \frac{\tilde{U}_{\text{ВХ}}}{D} \tilde{d}, \\ s\tilde{U}_C = \frac{1}{C(1+R_c/R)} \tilde{I}_L - \frac{1}{RC(1+R_c/R)} \tilde{U}_C + \frac{1}{C(1+R_c/R)} \tilde{I}. \end{cases}$$

После преобразования системы получается соотношение

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{\text{ВЫХ}} &= \left[s^2 LC(1+R_c/R) + s(CR_c + L/R) + 1 \right] = \\ &= \left[\tilde{I}sL + D\tilde{U}_{\text{ВХ}} + \tilde{U}_{\text{ВХ}}\tilde{d} \right] (sCR_c + 1). \end{aligned}$$

Из последнего выражения можно выразить передаточную функцию по управляющему воздействию

$$W_{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{\tilde{U}_{\text{ВХ}}(sCR_c + 1)}{s^2 LC(1+R_c/R) + s(CR_c + L/R) + 1}.$$

С помощью инструмента «*sisotool*» получим частотные характеристики разомкнутой и скорректированной систем (рис. 9).

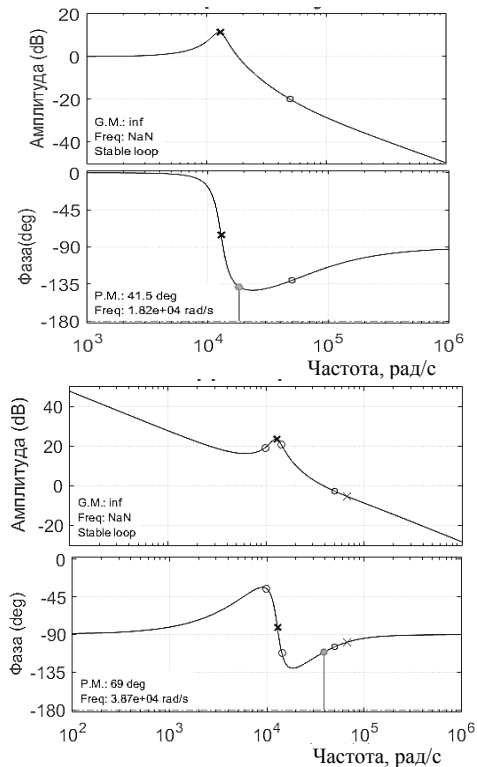


Рис. 9. ЛАЧХ и ЛФЧХ нескорректированной (вверху) и скорректированной (внизу) системы

Имитационная модель в отличие от НЛМ более наглядна в отображении результатов, позволяет получить напряжения и токи в любых узлах схемы. Данная модель не является усредненной, что позволяет оценивать уровень пульсаций. Однако для исследования частотных характеристик требуются дополнительные преобразования математической модели.

затем применить к ним преобразование Лапласа, то можно получить систему уравнений понижающего преобразователя в операторной форме

Результаты моделирования обеих моделей различаются. Так, времена переходных процессов на входное и возмущающее воздействия отличаются на порядок. Кроме того, выходное напряжение дискретной модели имеет пульсации в отличие от усредненной НЛМ.

Таким образом, обе модели имеют достоинства и недостатки, и конечный выбор метода моделирования зависит от целей. НЛМ удобна для исследования частотных характеристик, но построение такой модели требует умения составлять максимально приближенное математическое описание. Дискретная модель более предпочтительна для проведения исследований приближенных к реальным, учитывающих не идеальности элементов и т.п. Однако для исследования частотных характеристик дискретная модель менее предпочтительна, чем НЛМ. Недостатком подхода к системе как непрерывной остается невозможность предсказания свойств системы как импульсной. Для того чтобы избежать ошибок, связанных с проявлением свойств спроектированной системы как импульсной, необходимо, чтобы частоты коммутации и среза различались в 10–15 раз. Кроме того, для подтверждения результатов в дополнение к анализу непрерывной модели необходимо проводить цифровое и физическое моделирование.

Литература

1. Мелешин В.И. Управление транзисторными преобразователями электрической энергии / В.И. Мелешин, Д.А. Овчинников. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.
2. Черных В.И. Моделирование электротехнических устройств в Matlab SymPowerSystem и Simulink. – М.: ДМК-Пресс; СПб.: Питер. – 288 с.
3. Mitchel D.M. DC-DC Switching Regulator Analysis. PrintSpurce Cedar Rapids, Iowa, 1992.
4. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
5. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

Игнатенко Влас Владимирович
Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа
Эл. почта: ignatenko.vlas@gmail.com

Юдинцев Антон Геннадьевич
Канд. техн. наук, зав. 13-м отд. НИИ АЭМ ТУСУРа
Эл. почта: yudintsev-anton@mail.ru

Секция 9

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – Окс Ефим Михайлович, д.т.н., профессор, зав. каф. физики

УДК 537.525.05

А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков, Д.Б. Золотухин, Е.М. Окс,
П.В. Алексеевский, Д.А. Голосов, С.М. Завадский

Формирование нитрида облучением титана электронным пучком в азотной среде

Продемонстрирована возможность азотирования титана с использованием форвакуумного источника электронов. Выполнены измерения трибологических свойств и элементного состава приповерхностного слоя.

Ключевые слова: плазма, титан, азотирование, электронный пучок, форвакуумная область давлений.

Азотирование металлов является широко известным методом улучшения их эксплуатационных свойств [1]. В настоящее время общепринято считать, что основной результат взаимодействия электронного пучка с твердым телом при облучении в высоком вакууме состоит в его нагреве [2]. В то же время, как показали наши исследования, выполненные в последние годы, картина может существенно усложниться в случае взаимодействия электронного пучка с мишенью в условиях среднего вакуума [3]. В этих обстоятельствах существенное значение приобретают пучковая плазма и потоки частиц из этой плазмы на обрабатываемый материал. Особенности взаимодействия обрабатываемого пучком заряженных частиц твердого тела и формирующейся вблизи него плазмы, в свою очередь, определяют характер изменения приповерхностного слоя обрабатываемого изделия. Формирование тонких слоев микрометровой толщины нитридов переходных металлов на поверхности стальных деталей реактивными ионно-плазменными методами широко используется для повышения прочности и износостойкости различных деталей в машиностроении, тяжелой и авиакосмической промышленности.

В настоящей работе азотирование титана осуществлялось с использованием форвакуумного источника электронов.

Схема эксперимента

Схема используемой в эксперименте установки представлена на рис. 1. Основным элементом установки – электронная пушка 1 с плазменным катодом [4]. Конструктивно электронно-лучевая пушка представляет собой электронно-оптическую колонну, в состав которой входят полый катод, анод, экстрактор и фокусирующая система. Извлечение электронов из разрядной области производится через отверстия в эмиссионном электроде, представляющем собой танталовую пластину толщиной 1 мм. Фокусировка электронного пучка осуществляется электромагнитной линзой.

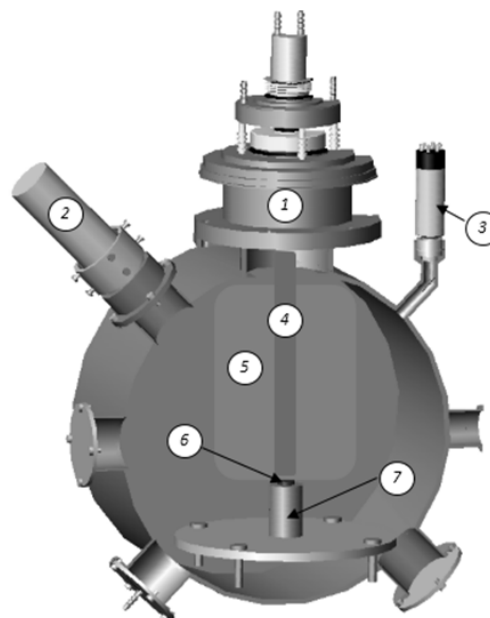


Рис. 1. Схема установки: 1 – электронная пушка; 2 – оптический пирометр; 3 – датчик вакуумметра; 4 – электронный пучок; 5 – пучковая плазма; 6 – титановый образец; 7 – танталовый тигель

В качестве образца использовался листовой титан марки ВТ-1 толщиной 4 мм, из которого вырезался элемент размером 10×10 мм. Сторона образца, подвергающаяся воздействию электронного пучка шлифовалась на абразивной бумаге, а затем перед установлением в вакуумную камеру протиралась этиловым спиртом. Образец помещался на танталовый тигель и находился под потенциалом земли.

Обсуждение результатов

На рис. 2 представлены изображение скола и спектр характеристического излучения азотированного образца, полученные в сканирующем микроскопе Hitachi S3400N, оснащенный приставкой энергодисперсионного микроанализа Bruker X'Flash 5010.

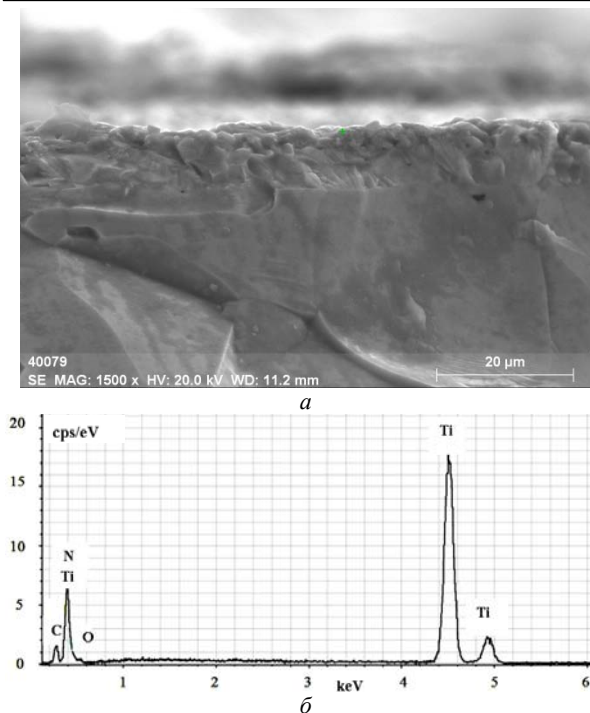


Рис. 2. Изображение поперечного скола (а) и спектр характеристического излучения (б) азотированного образца

На снимке четко виден модифицированный слой, толщина которого составляет ~8 мкм. В составе слоя преобладают титан и азот, но также присутствуют кислород и углерод, суммарная концентрация которых не превышает 6 wt.%. Содержание небольшого количества кислорода и углерода в модифицированном слое связано с их наличием в приповерхностном слое самого титана и в таких количествах не приводит к деградации нитридных слоев.

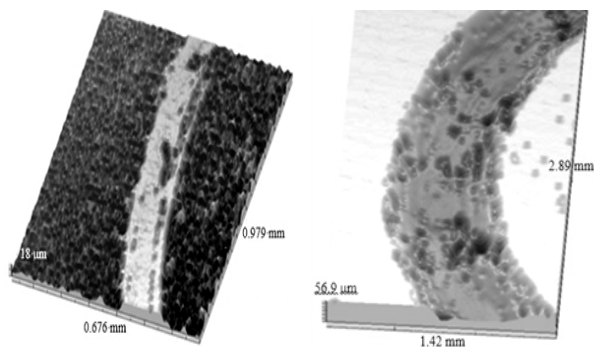


Рис. 3. Фотография трека при измерении триботехнических характеристик

Измерения триботехнических характеристик при комнатной температуре проводились с использованием трибометра PC-Operated High Temperature Tribometer. На данном приборе реализована измерительная методика «Шар на диске». Тестируемый образец подвергается воздействию сферического наконечника с нагрузкой 2 Н. Наконечник установлен на жесткий рычаг, представляющий собой лишенный трения датчик силы. Коэффициент трения

определяется во время теста путем измерения прогиба эластичного рычага. Износ материала определяется измерением трека (рис. 3), сформировавшегося во время испытания.

Установлено, что по сравнению с исходным титановым образцом унос вещества азотированного образца уменьшился в 500 раз, что говорит о кратном увеличении его износостойкости.

Работа поддержана грантом РФФИ №18-58-00004 Бел_a.

Литература

1. José Francisco dos Santos, Carlos Mario Garzón, André Paulo Tschiptschin Improvement of the cavitation erosion resistance of an AISI 304L austenitic stainless steel by high temperature gas nitriding // *Materials Science and Engineering A* 382. – 2004. – P. 378–386.
2. Шиллер З., Гайзиг У., Панцер З. Электронно-лучевая технология. – М.: Энергия, 1980. – 528 с.
3. Burdovitsin V.A., Klimov A.S., Medovnik A.V., Oks E.M. Electron beam treatment of non-conducting materials by a fore-pump pressure plasma-cathode electron beam source // *Plasma Sources Sci. Technol.* – 2010. – No. 19. – P. 055003.
4. Бурдовицин В.А., Золотухин Д.Б., Зенин А.А. и др. Новые возможности применения форвакуумных плазменных источников в технологических процессах электронно-лучевой обработки диэлектрических материалов // *Доклады ТУСУР.* – 2017. – Т. 20, № 3. – С. 65–70.

Тюньков Андрей Владимирович

Канд. техн. наук., с.н.с. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: tyunkov84@mail.ru

Юшков Юрий Георгиевич

Канд. техн. наук., с.н.с. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: Yuyushkov@sibmail.com

Золотухин Денис Борисович

Канд. физ.-мат. наук., н.с. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: ZolotukhinDen@gmail.com

Окс Ефим Михайлович

Д-р техн. наук., с.н.с., зав. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: oks@fet.tusur.ru

Алексеевский Павел Владимирович

Студент ТУСУРа
Эл. почта: alekseevcki@gmail.com

Голосов Дмитрий Анатольевич

Канд. техн. наук., доцент каф. электронной техники и технологии БГУИР
Эл. почта: sov@mail.ru

Завадский Сергей Михайлович

Канд. техн. наук., доцент каф. электронной техники и технологии БГУИР
Эл. почта: szavad@bsuir.by

П.В. Алексеевский, И.Ю. Бакеев

Генерация электронного пучка плазменным источником с одиночным эмиссионным каналом при повышенных давлениях форвакуумного диапазона

Представлены результаты исследования параметров электронного пучка, генерируемого форвакуумным плазменным источником электронов с одиночным эмиссионным отверстием. Определена роль давления рабочего газа на значение плотности мощности электронного пучка. Показано, что при повышении давления газа максимальная плотность мощности электронного пучка снижается. Представлено сравнение влияния давления для двух газов: воздуха и гелия.

Ключевые слова: острогофокусированный электронный пучок, плазменный источник, форвакуум, плотность мощности.

К настоящему времени электронно-пучковые технологии находят широкое применение для различного рода обработки материалов [1, 2], среди которых резка, сварка, испарение, наплавка. При этом улучшение качества прецизионной обработки, связанное с повышением плотности мощности электронного пучка, осуществляется путем уменьшения его геометрических размеров пучка.

Ярким примером источников пучков малого диаметра являются пушки Пирса со сходящимся потоком [3], в которых достижение высокой плотности тока в первую очередь обеспечивается формой электродов: выгнутым сферическим эквипотенциальным термокатодом и анодом с отверстием, размер которого меньше размеров эмитирующей электроны поверхности катода. Ввиду низкой температуры эмитированных электронов диаметр генерируемых такими источниками пучков может варьироваться вплоть до нескольких нанометров (установки для электронно-лучевой литографии [4]).

Также своими отличительными особенностями по сравнению с термокатодными источниками характеризуются источники электронов с плазменным катодом [5], которые ввиду высокой температуры эмитированных электронов в несколько электрон-вольт обеспечивают генерацию пучков с диаметром вплоть до 100 мкм. Ключевой особенностью фокусировки электронов в таких источниках является изменение положения эмиссионной границы плазмы в зависимости от ее концентрации и напряженности электрического поля в эмиссионном канале [6].

Интерес к электронно-лучевой обработке диэлектриков обусловил развитие форвакуумных источников электронов [7–9], функционирующих при давлениях от единиц до сотен паскалей. Способность таких источников к эффективной обработке диэлектриков без применения дополнительных средств компенсации отрицательного заряда на обрабатываемой поверхности связана с образованием потока ионов из плазмы, генерируемой за счет ионизации рабочего газа электронами пучка, а также плазмы разряда между обрабатываемой поверхностью и стенками вакуумной камеры. Поток ионов из этих плазм, устремляющийся на обрабатываемую

поверхность, частично нейтрализует накопленный отрицательный заряд, благодаря чему потенциал диэлектрической мишени становится значительно меньше ускоряющего напряжения.

Как следует из проведенных ранее исследований [10], эффективная фокусировка электронного пучка с диаметром менее одного миллиметра возможна лишь при эмиссии электронов из одиночного эмиссионного отверстия в аноде. При этом проведенные коллективом авторов настоящей статьи исследования по оптимизации геометрических размеров эмиссионного канала и ускоряющего промежутка и параметров электронного источника позволили обеспечить стабильную генерацию электронного пучка с плотностью мощности на уровне 10^6 Вт/см² при диаметре пучка 0,6 мм [11].

Однако наличие обратного ионного потока в ускоряющем промежутке форвакуумного источника электронов может накладывать свои особенности на процессы эмиссии электронов форвакуумной области давлений [7]. Ввиду этого крайне необходимым является более тщательное изучение влияния давления и рода газа на параметры электронного пучка, обеспечиваемого форвакуумным источником.

Таким образом, целью данной работы являлось экспериментальное исследование параметров электронного пучка, генерируемого форвакуумным источником электронов, для установления характера влияния на них давления и рода рабочего газа.

Схема экспериментальной установки

Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1. Для генерации электронного пучка *1* использовался форвакуумный плазменный источник электронов *2*, который располагался на верхнем фланце вакуумной камеры *3*. Откачка вакуумной камеры осуществлялась форвакуумным насосом, давление в вакуумной камере регулировалось путем непосредственного напуска рабочего газа (гелия) в вакуумную камеру и составляло 30 Па.

Подробное описание конструкции форвакуумного источника электронов и принципа работы изложено в [12]. Эмиссионная плазма *4* создавалась тлеющим разрядом, зажигаемым между полым катодом *5* и анодом *6*. Для извлечения электронов из

плазмы в аноде было выполнено эмиссионное отверстие, перекрытое перфорированным электродом 7 с центральным эмиссионным отверстием. Ускорение электронов осуществлялось ускоряющим полем, образующимся при приложении напряжения между анодом и экстрактором 8. Изменение распределения электрического поля в ускоряющем промежутке обеспечивалось путем установки в ускоряющий промежуток электронного источника вставок-экстракторов с различным диаметром отверстия для прохождения пучка в пределах 4–15 мм (минимальный диаметр отверстия в экстракторе ограничен попаданием на него электронов пучка). При этом во всех экспериментах расстояния между анодом и поверхностью экстрактора фиксировались на уровне 13 мм. Дальнейшая фокусировка и отклонение электронного пучка производились двумя магнитными катушками 9 и 10.

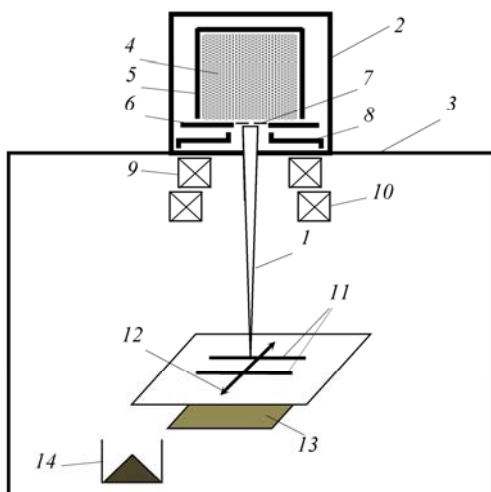


Рис. 1. Схема экспериментальной установки и методики проведения эксперимента: 1 – электронный пучок; 2 – форвакуумный плазменный источник; 3 – вакуумная камера; 4 – эмиссионная плазма; 5 – полый катод; 6 – анод; 7 – перфорированный электрод; 8 – экстрактор; 9 – фокусирующая магнитная катушка; 10 – отклоняющая магнитная катушка; 11 – зонд; 12 – пара измерительных щелей; 13 – направление развертки пучка; 14 – токоприемный коллектор; 15 – цилиндр Фарадея

Измерение диаметра пучка производилось зондом 11 методом «отклонения» [12]. Для этого на верхней заземленной пластине зонда изготавливались две параллельные друг другу протяженные измерительные щели 12 длиной 5 см и поперечным размером 0,1 мм. Электронный пучок разворачивался в линию 13 на поверхности зонда перпендикулярно измерительным щелям. При пересечении движущимся с постоянной скоростью электронным пучком щелей часть электронов попадала на токоприемный коллектор 14. Точковый сигнал фиксировался с помощью осциллографа и представлял собой два пика с шириной на полувысоте τ и расстоянием между пиками T . Диаметр пучка оценивался по величине произведения ширины пика τ на расстояние между щелями, деленной на расстояние между пи-

ками. Ток пучка измерялся цилиндром Фарадея 15. Плотность мощности пучка q определялась исходя из измеренных значений согласно формуле $q = 4 \cdot U_a \cdot I_b / (\pi \cdot d_b^2)$, где U_a – ускоряющее напряжение; I_b – ток пучка; d_b – диаметр пучка.

В рамках эксперимента была установлена оптимальная для получения сфокусированного электронного пучка с плотностью мощности 10^6 Вт/см² геометрия функциональных узлов форвакуумного источника. В качестве рабочего газа использовались гелий и воздух. Ускоряющее напряжение составляло 30 кВ, ток разряда – 2,4 А.

Результаты эксперимента

На рис. 2 представлены характерные зависимости плотности мощности электронного пучка q от диаметра эмиссионного канала D_{em} для двух значений давления рабочего газа для гелия и воздуха.

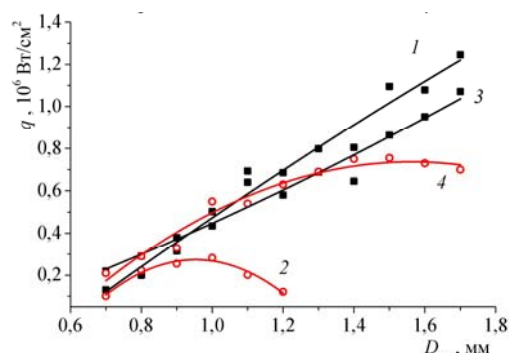


Рис. 2. Зависимости плотности мощности q электронного пучка от диаметра эмиссионного канала D_{em} для различных давлений P и рода газа: воздух – 1, 2 и $P = 4$ и 8 Па соответственно; гелий – 3, 4 и $P = 10$ и 30 Па соответственно

Из данных зависимостей видно, что характер влияния давления на плотность мощности одинаков для гелия и воздуха. Так, при малых давлениях зависимость $q(D_{em})$ является монотонно растущей (кр. 1 и 3 на рис. 2), в то время как при повышении давления наблюдается появление максимума на данной зависимости (кр. 2 и 4 на рис. 2). Влияние рода газа сказывается в том, что появление данного максимума наблюдается при давлении воздуха уже на 8 Па (кр. 2 на рис. 2), в то время как влияние гелия менее существенно (появление максимума на 30 Па) (кр. 4 на рис. 2).

На рис. 3 представлены зависимости максимального значения плотности мощности пучка в зависимости от давления рабочего газа.

Видно, что крутизна данной зависимости определяется родом газа и минимальна для гелия, что объясняется меньшим сечением его молекул по сравнению с воздухом. Увеличение давления выше представленных на графике рис. 3 значений привело к пробному ускоряющего промежутка.

Заключение

В работе представлены экспериментально полученные зависимости плотности мощности электронного пучка, генерируемого форвакуумным ис-

точником электронов, от диаметра эмиссионного канала для различных давлений и родов газа.

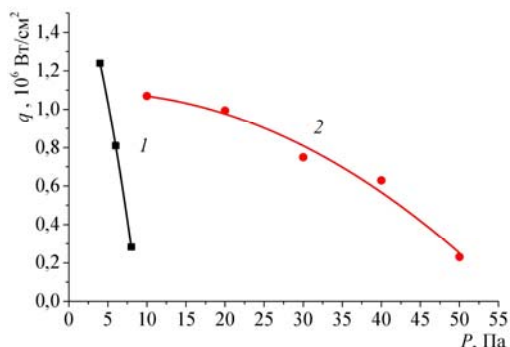


Рис. 3. Зависимости максимальной плотности мощности q электронного пучка от давления P газа: 1 – воздух; 2 – гелий

Показано, что максимальная плотность мощности пучка обеспечивается при минимальном давлении. При этом при повышении давления на зависимости $q(D_{em})$ появляется спадающий участок, ввиду чего максимальная плотность мощности пучка обеспечивается при меньшем диаметре эмиссионного канала. При этом наиболее ярко данный эффект наблюдается при использовании в качестве рабочего газа воздуха. Для гелия заметное влияние газа проявляется при увеличении давления в несколько раз, что объясняется меньшим сечением взаимодействия по сравнению с воздухом.

Работа поддержана грантом РФФИ № 18-38-00305.

Литература

1. Шиллер З. Электронно-лучевая технология / З. Шиллер, У. Гайзиг, З. Панцер. – М.: Энергия, 1980. – 528 с.
2. Nanofabrication using focused ion and electron beams: principles and applications / I. Utke, S. Moshkalev, P. Russell et al. – Oxford: Oxford University Press, 2012. – 840 p.
3. Пирс Дж.Р. Теория и расчет электронных пучков. – М.: Мир, 1986. – 217 с.

4. Chou S.Y. Imprint lithography with 25-nanometer resolution / S.Y. Chou, P.R. Krauss, P.J. Renstrom // Science. – 1996. – Vol. 272, No. 5258. – 85 с.

5. Источники электронов с плазменным эмиттером: сб. статей / под ред. Ю.Е. Крейнделя. – Новосибирск: Наука, 1983. – 120 с.

6. Завьялов М.А. Плазменные процессы в технологических электронных пушках / М.А. Завьялов, Ю.Е. Крейнделя, А.А. Новиков, Л.П. Шантурин. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 256 с.

7. Бурдовицин В.А. Форвакуумные плазменные источники электронов / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, А.В. Медовник и др. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 288 с.

8. Zenin A.A. Generating stationary electron beams by a forevacuum plasma source at pressures up to 100 Pa / A.A. Zenin, A.S. Klimov, V.A. Burdovitsin, E.M. Oks // Technical Physics Letters. – 2013. – Vol. 39, No. 5. – 454 p.

9. Бурдовицин В.А. Опыт разработки и применения форвакуумных плазменных электронных источников / В.А. Бурдовицин, И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин и др. // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 5–10.

10. Бакеев И.Ю. Формирование сфокусированного пучка плазменным источником в форвакуумном диапазоне давлений / И.Ю. Бакеев, Ю.А. Бурачевский, А.А. Зенин и др. // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 56, № 9/2. – С. 44–48.

11. Bakeev I.Yu. Generation of high-power-density electron beam by a forevacuum-pressure plasma-cathode electron source / I.Yu. Bakeev, A.S. Klimov, E.M. Oks, A.A. Zenin // Plasma Sources Sci. Technol. – 2018. – Vol. 27. – P. 075002.

12. Kaur A. Electron beam characterisation methods and devices for welding equipment / A. Kaur, C. Ribton, W. Balachandaran // Journal of materials processing technology. – 2015. – Vol. 221. – 225 p.

Алексеевский Павел Владимирович

Студент каф. ЭП ТУСУРа
Эл. почта: alekseevcki@gmail.com

Бакеев Илья Юрьевич

Аспирант, м.н.с. лаб. плазменной электроники
каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: bakeeviyu@mail.ru

УДК 537.525.5

П.П. Кизириди, В.П. Фролова

Экспериментальная установка для исследования плазмы дуги с электродами из многокомпонентных соединений

Вакуумная дуга широко используется в ионных источниках и генераторах плазменного потока для решения различных проблем физики и техники. Использование многокомпонентных катодов позволяет получить в устройствах ионные пучки сложного состава. Возможность получения многокомпонентных ионных пучков в источниках вакуумной дуги расширяет их технологические возможности. В работе описана экспериментальная установка для исследования плазмы дуги с электродами из многокомпонентных соединений и приведены её характеристики.

Ключевые слова: вакуумный дуговой разряд, плазма, многокомпонентные ионные пучки.

Практический интерес к вакуумному дуговому разряду с катодным пятном в значительной степени заключается в использовании такого разряда для генерации пучков ионов, которые находят различные применения. Так, пучки ионов металлов, генерируемые в вакуумно-дуговых источниках типа Mevva [1, 2], а также гибридные пучки ионов газов и металлов [3, 4], генерируемые в таких источниках, используются для ионной имплантации в поверхности различных материалов с целью повышения их служебных характеристик [5]. Пучки ионов металлов высокой зарядности [6–8] перспективны для инъекции заряженных частиц в ускорителе [9]. Применение многокомпонентных катодов позволяет получать в устройствах плазму или пучки ионов сложного состава. Возможность получения многокомпонентных пучков ионов газа и металла в вакуумных дуговых источниках расширяет их технологические возможности.

В настоящей статье описана экспериментальная установка для исследования плазмы дуги с электродами из многокомпонентных соединений и приведены её характеристики.



Рис. 1. Фотография экспериментальной установки: 1 – блок управления вакуумной системой и разрядами; 2 – высоковольтный терминал; 3 – вакуумная камера; 4 – времяпролетный спектрометр; 5 – система «безмасляной» откачки

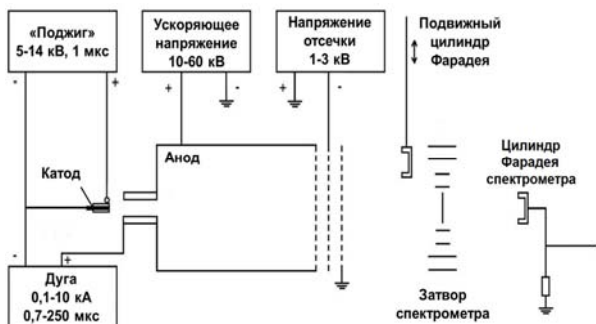


Рис. 2. Принципиальная схема эксперимента

Экспериментальная установка

Экспериментальная установка для исследования плазмы дуги с электродами из многокомпонентных соединений представлена на рис. 1. Она вклю-

чает в себя ионный источник Mevva – V.Ru, высоковольтный терминал, оборудованный импульсными схемами питания разрядов и магнитного поля, рассчитанный на ускоряющее напряжение до 60 кВ, вакуумную камеру объемом 0,6 м³, времяпролетный спектрометр и систему диагностики ионного пучка. Откачка вакуумной камеры до остаточного давления $3 \cdot 10^{-7}$ Торр осуществлялась «безмасляным» способом: спиральным насосом в качестве форвакуумного и криогенным насосом в качестве высоковакуумного со скоростями откачки 8 и 3200 л/с соответственно. Обеспечение давления уровня менее 10^{-6} Торр является важным моментом при проведении настоящих исследований.

Разрядная система на основе вакуумного дугового разряда представлена на рис. 2 [10, 11]. Вакуумная дуга зажигалась между катодом диаметром 6,3 мм, выполненным из многокомпонентных соединений на основе CuCr, PbSn, и полым анодом. Расстояние между катодом и анодом составляло 10 мм. Инициирование дуги осуществлялось вспомогательным разрядом по поверхности керамики при приложении высоковольтного импульса (до 14 кВ, 10 мкс) между катодом и поджигающим электродом. В аноде имелись эмиссионные отверстия диаметром 5 мм, равномерно расположенные на диаметре 10 см. При горении дуги плазма материала катода заполняет полый анод с расположенным на его торце сетчатым эмиссионным электродом. Нормирование ионного пучка осуществляется в многоапертурной трехэлектродной ускоряюще-замедляющей системе при приложении ускоряющего напряжения величиной 10–60 кВ. Диаметр элементарного отверстия многоапертурной трехэлектродной ускоряюще-замедляющей системы составлял 5 мм, а диаметр самой системы и, следовательно, диаметр формируемого в ней ионного пучка 10 см.

Исследования по генерации пучков ионов с катодами на основе многокомпонентного материала осуществлялись при использовании многокатодного узла револьверного типа источника Mevva–V.Ru (рис. 3).

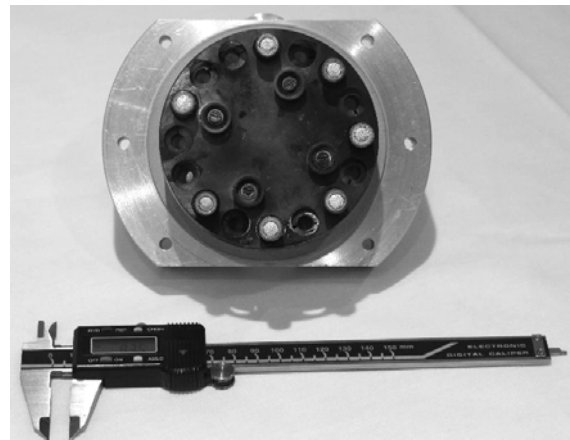


Рис. 3. Катодный узел ионного источника

Масс-зарядовый состав ионного пучка, извлекаемого из плазмы дугового разряда, осуществлялся

времяпролетным спектрометром, который размещается на противоположном торце от ионного источника вакуумной камеры на расстоянии 140 см от ускоряющей системы ионного источника. Спектрометр включал в себя затвор и цилиндр Фарадея, расстояние между которыми составляло 100 см. Более детально конструкция спектрометра описана в работе [12].

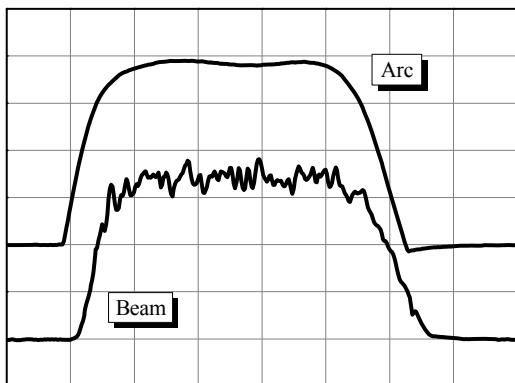


Рис. 4. Осциллограммы тока дуги и тока пучка на цилиндре Фарадея для сплава меди и хрома CuCr 50/50. Ток дуги – 200 А/дел. Ток пучка – 2 мА/дел. Время – 50 мкс/дел.

Типичный ток разряда и ток ионного пучка для случая катода из сплава меди и хрома CuCr 50/50 представлен на рис. 4. При токе разряда уровня 800 А ионный ток на центральный цилиндр Фарадея (регистрирует около 1/7 от общего тока пучка) 7 мА.

Тестовые эксперименты

В качестве тестового образца многокомпонентного катода был выбран материал из сплава: 50 % медь и 50 % хром. Такой материал применяется в электродах сильноточных высоковольтных вакуумных выключателей. Масс-зарядовый спектр состава плазмы в случае такого катода при плотности тока 2,5 кА/см² представлен на рис. 5.

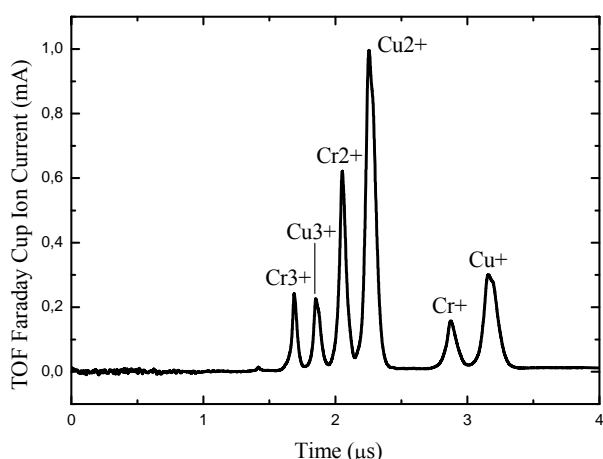


Рис. 5. Спектр состава плазмы вакуумной дуги для электродов из CuCr 50/50. Плотность тока – 2,5 кА/см². Момент измерения – через 150 мкс после инициирования вакуумной дуги

Максимальная зарядность меди и хрома достигала 3+, минимальное наблюдаемое зарядовое состояние ионов меди и хрома – 1⁺. Также в спектре практически отсутствуют ионы примесей. Относительная доля ионов каждого типа в плазме определялась по площади каждого пика при его интегрировании по времени.

Заключение

В работе описана экспериментальная установка для исследования плазмы дуги с электродами из многокомпонентных соединений и приведены её характеристики.

Работа выполнена при поддержке гранта Российского фонда фундаментальных исследований № 18-38-00350 мол_а.

Литература

1. Brown I.G. The Physics and Technology of Ion Sources. – Wiley, 2004. – 370 p.
2. Brown I.G. and Oks E.M. // IEEE Trans. Plasma Sci. – 1997. – Vol. 25, No. 6. – P. 1222–1228.
3. Bugaev S.P., Nikolaev A.G., Oks E.M. et al. // Review of Scientific Instruments. – 1992. – Vol. 63. – P. 2422.
4. Oks E.M., Yushkov G.Yu., Evans P.J., et al. // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms. – 1997. – Vol. 127–128. – P. 782–786.
5. Nikolaev A.G., Yushkov G.Yu., Oks E.M. et al. // Appl. Surf. Sci. – 2014. – Vol. 310. – P. 51–55.
6. Yushkov G.Yu., Oks E.M., Anders A., Brown I.G. // Journal of Applied Physics. – 2000. – Vol. 87, No. 12. – P. 8345–8350.
7. Batalin V.A., Kolomiets A.A., Kuibeda R.P. et al. // Journal of Applied Physics. – 2002. – Vol. 92, No. 5. – P. 2884–2889.
8. Bugaev A., Gushenets V., Yushkov G. et al. // Applied Physics Letters. – 2001. – Vol. 79, No. 7. – P. 919–921.
9. Reich H., Spaedtke P., Oks E.M. // Rev. Sci. Instrum. – 2000. – Vol. 71, No. 2. – P. 707–709.
10. Savkin K.P., Yushkov Yu.G., Nikolaev A.G. et al. Generation of multicomponent ion beams by vacuum arc ion source with compound cathode // Review of Scientific Instruments. – 2010. – Vol. 83, № 2. – P. 02A501.
11. Bugaev A.S., Vizir A.V., Gushenets V.I. et al. Current Status of Plasma Emission Electronics: II Hardware // Laser and Particle Beams. – 2003. – T. 21, № 2. – C. 139–156.
12. Gushenets V.I., Nikolaev A.G., Oks E.M. et al. Simple and inexpensive time-of-flight charge-to-mass analyzer for ion beam source characterization // Review of Scientific Instruments. – 2006. – Vol. 77, No. 6. – P. 063301(1-3).

Кизириди Павел Петрович

Мл. науч. сотр. ин-та сильноточной электроники СО РАН
Эл. почта: Frolova_Valeria_90@mail.ru

Фролова Валерия Петровна

Мл. науч. сотр. ТУСУРа
Эл. почта: Frolova_Valeria_90@mail.ru

С.А. Останин, А.Н. Гладышева

Параметры пучковой плазмы, генерируемой сфокусированным электронным пучком в форвакуумной области давлений

Представлены результаты исследования пучковой плазмы, формируемой при прохождении сфокусированного электронного пучка в атмосфере гелия при давлениях десятки паскаль. Электронный пучок с током 50-300 мА и энергией электронов 6–14 кэВ генерировался форвакуумным плазменным электронным источником на основе разряда с полым катодом. Показано, что при прохождении электронного пучка сквозь газ возможно создание условий интенсивного электронно-пучкового взаимодействия и развития пучково-плазменного разряда (ППР), характеризующегося повышенной концентрацией плазмы и температурой плазменных электронов, а также интенсивностью свечения пучковой плазмы.

Ключевые слова: плазменный электронный источник, тлеющий разряд, пучково-плазменный разряд, форвакуумная область давлений.

Узкофокусированные электронные пучки, создаваемые плазменными электронными источниками, традиционно используются в технологиях обработки широкого класса материалов. Наибольшего распространения получили технологии электронно-лучевой сварки, плавки испарения, размерной обработки металлов и т.д. [1], где используется тепловое воздействие электронного пучка. Особое место среди плазменных источников электронов занимают так называемые форвакуумные плазменные электронные источники, способные генерировать электронные пучки в диапазоне давлений 5–20 Па. При этом работают такие источники в изобарическом газовом режиме, т.е. без напуска газа разрядный промежуток. Интерес к разработке такого типа источников обусловлен возможностью непосредственной обработки непроводящих материалов – керамики, стекол и т.д. [2, 3], поскольку образующаяся в результате взаимодействия электронов пучка с молекулами и атомами газа плотная пучковая плазма служит прекрасным нейтрализатором отрицательного заряда, приносимого электронами пучка на облучаемый диэлектрик.

Источники генерируют непрерывные и импульсные электронные пучки с энергией до 30 кэВ при давлениях в единицы и десятки паскаль. Достигнутые значения плотности мощности до 10^6 Вт/см² [4] позволяют использовать такие пучки для термического воздействия на высокотемпературные диэлектрики. Пучковая плазма, помимо пользы, может также оказывать и негативное влияние на распространение пучка – при определенных давлениях газа, энергиях электронов и плотности тока электронного пучка взаимодействие электронов с плазмой приводит к возникновению пучково-плазменного разряда (ППР) [5]. В результате развития такого типа разряда увеличивается диаметр пучка, а энергия электронов уменьшается. Указанное явление в форвакууме было обнаружено нами при исследовании транспортировки ленточного электронного пучка [6]. Настоящая работа посвящена исследованию распространения узкофокусированного электронного пучка в форвакуумной области давлений. Цель исследования заключается в опреде-

лении условий возникновения пучково-плазменного разряда в случае транспортировки в форвакууме узкофокусированного электронного пучка с энергией в десятки килоэлектронвольт и мощностью несколько киловатт.

Экспериментальная установка

Экспериментальное исследование процесса прохождения электронного пучка сквозь газовую атмосферу при форвакуумных давлениях проводилось на вакуумной установке, оснащенной камерой объемом 0,2 м³, форвакуумным плазменным источником электронов, а также оборудованием для откачки камеры, источниками электропитания и диагностики (рис. 1).

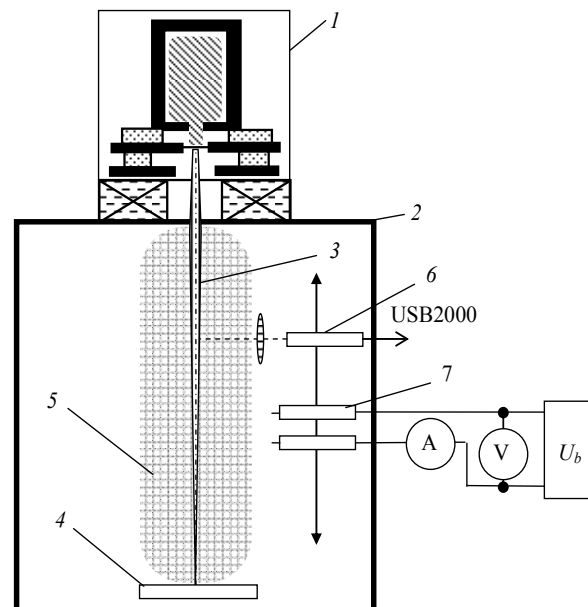


Рис. 1. Экспериментальная установка:

- 1 – плазменный источник электронов;
- 2 – вакуумная камера; 3 – электронный пучок;
- 4 – коллектор; 5 – пучковая плазма; 6 – спектрометр;
- 7 – двойной ленточный зонд

Форвакуумный плазменный электронный источник 1 устанавливался на верхнем фланце вакуумной камеры 2, откачиваемой до давления порядка 1 Па с помощью механического насоса VocEdwards80M.

В качестве рабочего газа использовался гелий (чистота 99,99%), напускаемый через натекаТЕЛЬ непосредственно в вакуумную камеру. Перед напуском гелия вакуумная камера откачивалась до давления 5 Па, затем напускался гелий до давления 40 Па.

Плазменный источник электронов, основанный на эмиссии из плазмы разряда с полым катодом, конструктивно состоял из цилиндрического полого катода, плоского анода и экстрактора. Конструкция источника обеспечивала его работоспособность при давлениях 5–50 Па в среде различных газов. Источник позволял генерировать пучок электронов с энергией 1–20 кэВ и током до 250 мА. Диаметр электронного пучка на коллекторе составлял от 1 мм при протяженности участка транспортировки электронного пучка порядка 80 см. Более подробно конструкция и параметры источника электронов изложены в работах [7, 8]. После прохождения вакуумной камеры электронный пучок 3 улавливался водоохлаждаемым коллектором 4 с подключенным амперметром для измерения тока пучка. Расстояние от коллектора до плоскости ввода пучка в вакуумную камеру составляло порядка 60 см.

Визуальные наблюдения и фотографирование свечения пучковой плазмы 5 осуществлялись через смотровое окно диаметром 20 см. Спектры оптического излучения (200–800 нм) диагностировались с использованием спектрометра 6 (OceanOptics USB2000, USA).

Для измерения концентрации плазмы использовался двойной лэнгмюровский зонд 7. Приемные поверхности зондов, расположенные на расстоянии 1 см, представляли собой медные диски диаметром 4 мм, установленные и закрепленные в керамические трубки. Измерение падения напряжения между зондами, а также протекающего в цепи одного из зондов тока осуществлялось с помощью цифрового запоминающего осциллографа 12 Tektronix 2024В. Обработка зондовой характеристики осуществлялась по стандартной методике [8]. Устройство перемещения позволяло передвигать закрепленное на нем оборудование вдоль пучка, тем самым имела возможность изучения пространственного распределения параметров пучковой плазмы вдоль участка транспортировки электронного пучка.

Результаты работы и их анализ

В результате исследования взаимодействия электронного пучка с энергией 6–14 кэВ с током 150–300 мА получена серия фотографий свечения пучковой плазмы, распределение ее концентрации и спектров излучения вдоль участка транспортировки электронного пучка. При токе пучка до 180 мА и слабом магнитном поле фокусирующей катушки, когда электронные траектории практически параллельны, свечение пучковой плазмы равномерно по всей протяженности участка транспортировки электронного пучка. Повышение тока пучка до 200 мА и выше приводит к изменению интенсивности свечения пучковой плазмы, свечение становится более ярким и светлым, что можно увидеть невооружен-

ным глазом (рис. 2, а). Примечательно, что положение области наиболее интенсивного свечения практически совпадает с кроссовером электронного пучка. Изменением положения кроссовера электронного пучка можно перемещать яркую область вдоль оси пучка от электронного источника до коллектора. Свечение вне кроссовера остается прежним, типичным для гелия.

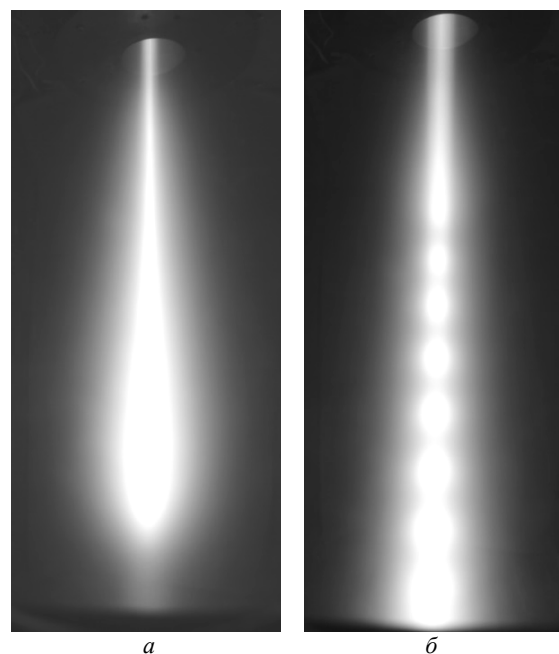


Рис. 2. Фотография пучковой плазмы гелия для различных расстояний от коллектора до кроссовера пучка: а – 5 см; б – 2 см. Ток пучка 200 мА. Ускоряющее напряжение 10 кВ, давление 40 Па

При токе пучка, близком к 200 мА, ускоряющем напряжении 8–12 кВ и положении кроссовера пучка на расстоянии 5–7 см от коллектора свечение пучковой плазмы представляло собой серию чередующихся ярких и темных областей свечения (рис. 2, б). По своему виду наблюдаемая картина свечения была близка к стратам, представляющим неподвижные или движущиеся зоны неравномерной светимости, регулярно чередующиеся с темными промежутками в положительном столбе газового разряда низкого давления [9].

Очевидно, что изменение в свечении плазмы является следствием происходящих в ней процессов возбуждения атомов и молекул газов, составляющих атмосферу вакуумной камеры. На рис. 3 представлен типичный спектр свечения пучковой плазмы в атмосфере гелия. Как видно из рис. 3, в атмосфере вакуумной камеры при напуске гелия присутствуют следы азота (337–419 нм), водорода (656,30 и 486,13 нм) и группы О-Н (309 нм), присутствие которых можно объяснить наличием остаточной атмосферы в вакуумной камере, а также типичным для форвакуумных давлений присутствием водяного пара в камере. Отмеченные изменения в спектре, очевидно, связаны с возбуждением излучающих частиц, которое может происходить как в столкновениях с электронами

пучка, так и электронами плазмы, что подтверждают проведенные измерения концентрации плазмы (рис. 4).

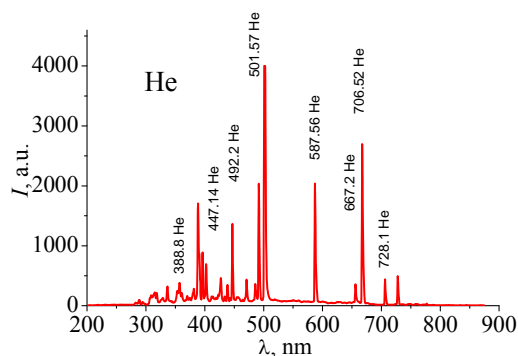


Рис. 3. Спектр оптического излучения пучковой плазмы. Ток пучка 200 мА. Давление 40 Па, гелий. Ускоряющее напряжение 10 кВ

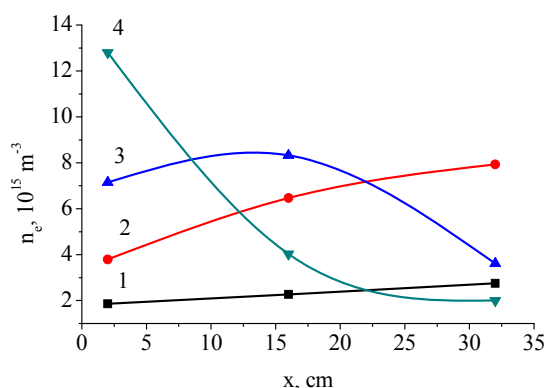


Рис. 4. Распределение концентрации вдоль пучка для ускоряющего напряжения 8 кВ и при различных расположении области с высокой яркостью: 1 – без свечения; 2 – свечение вблизи коллектора; 3 – свечение в центральной части участка транспортировки пучка; 4 – свечение вблизи источника электронов

С ростом концентрации пучковой плазмы существенно повышается скорость возбуждения излучающих частиц электронами плазмы, и интенсивность свечения возрастает. Столь существенное повышение концентрации, а также пороговый характер такого повышения могут быть объяснены возникновением пучковой неустойчивости и зажиганием пучково-плазменного разряда.

Таким образом, при работе плазменного электронного источника в атмосфере гелия при давлениях десятки паскаль возможны режимы генерации сфокусированного электронного пучка и режим пучково-плазменного разряда. В условиях эксперимента режим сфокусированного электронного пучка реализуется при давлениях гелия менее 40 Па и энергии электронов пучка несколько килоэлектронвольт.

Заключение

В настоящей работе представлены результаты экспериментального исследования транспортировки сфокусированного электронного пучка в газовой среде гелия при давлениях 40 Па. Показано, что на транспортировку электронного пучка существенное влияние оказывает возникновение пучковой неус-

тойчивости, провоцирующей зажигание пучков плазменного разряда на некотором расстоянии от области инжекции электронного пучка в газ. В режиме генерации ППР концентрация пучковой плазмы возрастает в разы и достигает $1,5 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-3}$. Пространственным положением области ППР можно управлять изменением плотности тока, а также энергией электронов пучка. Генерация объемной плазмы ППР и возможность управления ее положением являются перспективным направлением для реализации различных технологий CVD и PCVD в среде реакционного газа.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-48-700015.

Литература

1. Cottrell C.L. Electron beam welding – a critical review // *Materials & Design*. – 1985. – No. 6(6). – P. 285–291.
2. Казаков А.В. Электронно-лучевой синтез диоксидциркониевой керамики / А.В. Казаков, А.С. Климов, А.А. Зенин // *Доклады ТУСУР*. – 2012. – № 2-2 (26). – С. 186–189.
3. Зенин А.А. Электронно-лучевая пайка алюмооксидной керамики с металлом с применением форвакуумного плазменного источника электронов / А.А. Зенин, А.С. Климов // *Доклады ТУСУР*. – 2013. – № 1 (27). – С. 10–13.
4. Bakeev I.Yu. Generation of high-power-density electron beams by a forevacuum-pressure plasma-cathode electron source / I.Yu. Bakeev, A.S. Klimov, E.M. Oks, A.A. Zenin // *Plasma Sources Science and Technology*. – 2018. – No. 27(7). – 6 p.
5. Smullin L.D. A Review of the Beam Plasma Discharge // Springer, Dordrecht. – 1981. – P. 45–65.
6. Parameters of the beam plasma formed by a forevacuum plasma source of a ribbon beam in zero-field transportation system / A.S. Klimov, M.I. Lomaev, E.M. Oks, A.P. Andreichik // *Technical Physics*. – No. 62(2). – P. 218–222.
7. Зенин А.А. Особенности фокусировки электронного пучка плазменного источника в форвакуумном диапазоне давлений / А.А. Зенин, И.Ю. Бакеев, Ю.А. Бурачевский и др. // *Письма в журнал технической физики*. – 2016. – Т. 42, № 13. – С. 104–110.
8. Chen F.F. *Plasma Diagnostic Techniques* / ed. by R.H. Huddlestone and S.L. Leonard. – New York, 1965. – 113 p.
9. Drummond W.E. Nonlinear Development of the Beam-Plasma Instability / W.E. Drummond, J.H. Malmberg, T.M. O’Neil, J.R. Thompson // *Physics of Fluids*. – 1970. – No. 13(9).

Останин Сергей Александрович

Студент каф. физической электроники ТУСУРа
Эл. почта: super_gaaga@mail.ru

Гладышева Анжела Николаевна

Студентка каф. физической электроники ТУСУРа
Эл. почта: super_gaaga@mail.ru

А.В. Казаков, А.В. Медовник, Т.Э. Юлдашбаев

Исследование возможности формирования керамических покрытий на полимерных материалах методом испарения керамической мишени квазинепрерывным электронным пучком в форвакууме

Представлено исследование возможности формирования керамических покрытий на полимерных материалах методом испарения керамической мишени низкоэнергетичным электронным пучком с миллисекундной длительностью импульса, т.е. квазинепрерывным электронным пучком, в форвакуумном диапазоне давлений. Показано, что в энергодисперсионных спектрах покрытий, полученных на полипропиленовых образцах при испарении керамической мишени, наблюдаются линии алюминия, кислорода и кремния, входящих в состав мишени, что свидетельствует о формировании покрытий на полимерных подложках. Установлено, что плотность энергии электронного пучка в импульсе и количество импульсов, воздействовавших на керамическую мишень, влияют на характеристики получаемых покрытий на полимерах.

Ключевые слова: керамическое покрытие, электронный пучок, квазинепрерывный пучок, полимеры, форвакуумный диапазон давлений.

Полимерные материалы широко распространены в современной промышленности, что обуславливает развитие производства и обработки полимеров [1, 2]. В частности, разрабатываются способы модификации поверхности полимерных материалов для улучшения и придания поверхности необходимых свойств, отличных от остального объема полимера [3, 4]. К способам поверхностной модификации относится создание тонких пленок на поверхности материала. Существующие электронно-лучевые и плазменные технологии обеспечивают формирование различных керамических покрытий на металлических и других относительно термостойких материалах. Одними из часто используемых методов получения покрытий являются магнетронное [5] и вакуумно-дуговое [6] напыления. Однако свойства полимеров существенно отличаются от металлов, что обуславливает поиск новых методов формирования пленок на полимерных материалах.

Форвакуумные источники низкоэнергетичных электронных пучков, функционирующие в диапазоне давлений 3–100 Па [7, 8], позволяют обрабатывать различные диэлектрические материалы (керамики, полимеры) без использования дополнительных устройств [9, 10]. Возможность непосредственной электронно-лучевой обработки в форвакуумном диапазоне давлений обусловлена компенсацией отрицательного заряда, приносимого электронным пучком на диэлектрическую мишень, ионами из пучковой плазмы и несамостоятельным разрядом между заряженной поверхностью и заземленными стенками вакуумной камеры [9].

Поскольку форвакуумные источники электронов менее критичны к газовым условиям по сравнению с источниками, работающими в традиционном диапазоне давлений, их можно использовать для эффективного испарения керамических материалов. Это в свою очередь открывает возможность для создания технологии формирования керамических покрытий на полимерных материалах методом испаре-

ния керамической мишени электронным пучком в форвакууме с последующим осаждением паров мишени на полимерной подложке. При этом для реализации данной технологии, по-видимому, более подходит импульсный электронный пучок с относительно высокой плотностью энергии (тока). Использование непрерывных пучков будет приводить к перегреву и деформации или нежелательному изменению свойств полимерных подложек вследствие постоянного теплового излучения от испаряемой керамической мишени. В то же время использование микросекундных длительностей импульса, при которых функционирует большинство импульсных источников электронов, может не обеспечить рентабельную скорость испарения керамической мишени и соответственно скорость формирования покрытия на полимерных подложках. Решением данной проблемы может стать использование для испарения керамической мишени низкоэнергетичного электронного пучка с длительностью импульса более 1 мс, т.е. использование квазинепрерывного электронного пучка.

В связи с этим целью настоящей работы являлось исследование возможности формирования керамических покрытий на полимерных материалах методом испарения керамической мишени низкоэнергетичным квазинепрерывным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений.

Экспериментальная установка и методика эксперимента

Схема экспериментальной установки для исследования возможности формирования керамических покрытий на полимерных материалах при импульсном испарении керамической мишени представлена на рис. 1. Для генерации квазинепрерывного электронного пучка использовался форвакуумный плазменный источник на основе дугового разряда [8]. Плазменный источник электронов 1 размещался на фланце вакуумной камеры 2, которая откачивалась механическим форвакуумным насосом. Рабочее

давление $p = 3\text{--}10$ Па регулировалось подачей рабочего газа (воздух) непосредственно в вакуумную камеру. Питание плазменного источника электронов осуществлялось импульсным блоком питания разряда 3, обеспечивавшим I_d ток разряда до 35 А при длительности τ_d импульса до 5 мс, и высоковольтным источником постоянного напряжения 4, обеспечивающим ускоряющее напряжение U_a до 12 кВ.

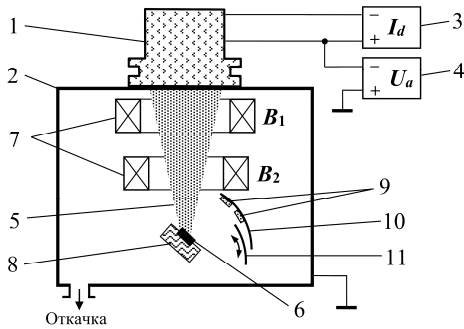


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:

1 – плазменный источник электронов; 2 – вакуумная камера; 3 – блок питания разряда; 4 – блок постоянного ускоряющего напряжения; 5 – электронный пучок; 6 – керамическая мишень; 7 – фокусирующая система; 8 – графитовый тигель; 9 – полимерные образцы (подложки); 10 – держатель; 11 – защитный экран

Для формирования электронного пучка 5 с плотностью тока, достаточной для испарения керамической мишени 6, пучок сжимался электромагнитной фокусирующей системой 7, состоящей из двух катушек. Распыляемая керамическая мишень 6 размещалась в графитовом тигле 8. В качестве материала мишени использовалась алюмооксидная керамика марки ВК94-1. Полимерные образцы (подложки) 9, на которых осуществлялось формирование керамического покрытия, размещались на специальном держателе 10, имеющем форму дуги. Полимерные образцы были выполнены из полипропилена и имели размеры $1 \times 15 \times 15$ мм³. Поверхность керамической мишени предварительно очищалась испарением поверхностных слоев электронным пучком. Для предотвращения попадания продуктов испарения мишени во время отчистки полимерные подложки закрывались защитным экраном 11, установленным на электроприводе. После очистки защитный экран убирался и производился процесс испарения керамической мишени при частоте следования импульсов 0,5 Гц. Количество N импульсов электронного пучка в процессе испарения мишени при убранном защитном экране достигало 100. Импульсное испарение и низкая частота следования импульсов предотвращали нагрев полимерных образцов. Температура держателя и полимерных образцов в процессе распыления и формирования керамического покрытия не превышала 35 °С.

Пленки, сформировавшиеся на полимерных подложках в процессе испарения алюмооксидной керамической мишени, исследовались с помощью растрового электронного микроскопа Hitachi TM-1000 и энергодисперсионного микроанализатора SwiftED.

Результаты экспериментов и их анализ

На рис. 2 представлены энергодисперсионные спектры полученных покрытий на полимерных подложках.

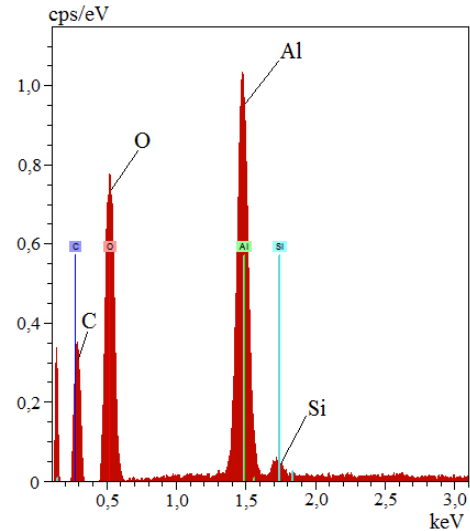


Рис. 2. Энергодисперсионный спектр покрытия на полимерной подложке. Количество импульсов $N = 38$; ток эмиссии $I_e = 18$ А; ускоряющее напряжение $U_a = 8,5$ кВ; длительность импульса $\tau_d = 3$ мс

В энергодисперсионном спектре полимерного образца с покрытием наблюдаются линии алюминия (Al), кислорода (O), кремния (Si) и углерода (C). Наличие спектральных линий алюминия, кислорода и кремния, входящих в состав распыляемой мишени, свидетельствует о формировании керамической пленки на полипропиленовом образце. Наличие линий углерода в спектре обусловлено материалом подложки.

Увеличение количества N импульсов электронного пучка, воздействующего на керамическую мишень, и соответственно времени осаждения паров мишени на подложке приводит к существенному увеличению концентрации алюминия (таблица). При этом увеличение количества импульсов приводит к снижению прозрачности полимерных образцов, что косвенно свидетельствует об увеличении толщины покрытия.

Состав покрытий, полученных на полимерных образцах, при различном количестве N импульсов, воздействовавших на керамическую мишень

Элемент	Содержание, ат. %	
	35 импульсов	100 импульсов
Al	12,6	44
O	48,2	46,9
C	38,7	8,5
Si	0,5	0,6

Кроме того, в пользу формирования покрытия и увеличения его толщины свидетельствует уменьшение содержания углерода, регистрируемого анализатором на поверхности подложек. В то же время при большом количестве N импульсов (более 80) и относительно большой плотности энергии пучка в импульсе на поверхности начинают появляться трещины

ны и дефекты, представляющие собой каплеобразные включения (рис. 3). Последние могут быть обусловленными попаданием на поверхности полимера капельной фракции, формируемой вследствие интенсивного испарения керамической мишени электронным пучком. Поэтому для формирования однородных покрытий требуются дополнительные исследования режимов испарения керамической мишени и времени экспозиции полимерных подложек.

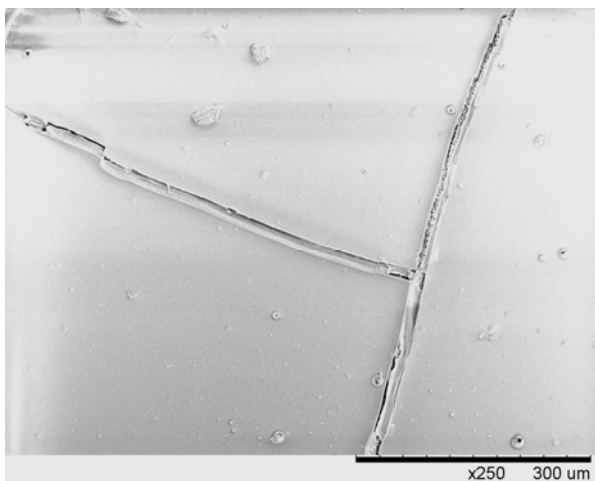


Рис. 3. Фотография поверхности полипропиленового образца с полученным покрытием.

Количество импульсов $N = 100$. Параметры эксперимента: $I_e = 20$ А; $U_a = 9$ кВ; $\tau_d = 5$ мс; $B_1 = 0,6$ мТ; $B_2 = 4,2$ мТ

Заключение

Проведено исследование возможности формирования керамических покрытий на полимерных материалах методом испарения керамической мишени низкоэнергетичным электронным пучком с миллисекундной длительностью импульса, т.е. квазинепрерывным электронным пучком, в форвакуумном диапазоне давлений. В энергодисперсионных спектрах покрытий, полученных на полипропиленовых образцах, наблюдаются линии алюминия, кислорода и кремния, входящих в состав распыляемой керамической мишени, что свидетельствует о формировании покрытия посредством осаждения паров мишени. Установлено, что плотность энергии электронного пучка в импульсе и время экспозиции (т.е. количество импульсов) влияют на характеристики получаемого покрытия.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МК-2703.2017.8. А.В. Казаков является участником программы Министерства образования и науки РФ для научно-

технических сотрудников на постоянной основе, проект № 3.8705.2017/7.8.

Литература

1. Vasile C. Handbook of polyolefins. – New York: Marcel Dekker, 2000. – 1000 p.
2. Encyclopedia of Polymer science and technology (3rd ed.) / ed. by H.F. Mark. – New Jersey, Hoboken: John Wiley & Sons Inc., 2005. – 1462 p.
3. Desai S.M. Surface modification of polyethylene / S.M. Desai, R.P. Singh // Long Term Properties of Polyolefins / ed. by A.C. Albertsson. – Berlin: Springer, 2004. – P. 231–294.
4. Nathawat R. Morphological changes of electron-beam irradiated PMMA Surface / R. Nathawat, A. Kumar, Y.K. Vijay // IEEE Proceedings of PAC 07. – 2007. – P. 2745–2747.
5. Bendavida A. Deposition and modification of titanium dioxide thin films by filtered arc deposition Author links open overlay panel / A. Bendavida, P.J. Martina, H. Takikawab // Thin Solid Films. – 2000. – Vol. 360, Iss. 1–2. – P. 241–249.
6. Панфилов Ю. Нанесение тонких пленок в вакууме // Технологии в электронной промышленности. – 2007. – № 3. – С. 76–80.
7. Зенин А.А. Генерация стационарных электронных пучков форвакуумным плазменным источником в области давлений 100 Па / А.А. Зенин, А.С. Климов, В.А. Бурдовичин, Е.М. Окс // Письма в ЖТФ. – 2013. – Т. 39, №10. – С. 9–14.
8. Казаков А.В., Бурдовичин В.А., Медовник А.В., Окс Е.М. Форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – № 6. – С. 50–53.
9. Burdovitsin V.A. Electron beam treatment of non-conducting materials by a fore-pump-pressure plasma-cathode electron beam source / V.A. Burdovitsin, A.S. Klimov, A.V. Medovnik, E.M. Oks // Plasma Sources Science and Technology. – 2010. – Vol. 19, No. 5. – P. 055003.
10. Казаков А.В. Модификация поверхности полимерных материалов импульсным электронным пучком / А.В. Казаков, А.С. Климов, А.В. Медовник и др. // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 4 (30). – С. 75–78.

Казаков Андрей Викторович

Канд. техн. наук, инж.-исследователь каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: andrykazakov@gmail.com

Медовник Александр Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: medovnikav@mail.ru

Юлдашбаев Темурхан Эргашбаевич

Студент каф. ЭП ТУСУРа
Эл. почта: temurhanuldasbaev@gmail.com

Н.А. Прокопенко, В.П. Фролова

Результаты экспериментальных исследований дугового разряда с многокомпонентными катодами на основе меди и хрома

Вакуумная дуга широко используется в ионных источниках и генераторах плазменного потока для решения различных проблем физики и техники. Использование многокомпонентных катодов позволяет получить в устройствах ионные пучки сложного состава, что расширяет технологические возможности источников на основе вакуумной дуги. В работе представлены исследования плазмы вакуумного дугового разряда с двухкомпонентными катодами из сплава меди и хрома. Показано, что распределение зарядовых состояний ионов зависит от состава катода, а общее количество ионов каждого материала катода соответствует его стехиометрическому составу.

Ключевые слова: вакуумный дуговой разряд, плазма, многокомпонентные ионные пучки, вакуумный выключатель.

Вакуумная дуга находит широкое применение в источниках ионов [1–3] и генераторах плазменных потоков [4], используемых для различных задач физики и техники. Применение многокомпонентных катодов позволяет получать в таких устройствах плазму или пучки ионов сложного состава, что расширяет их технологические возможности.

В вакуумных выключателях используют многокомпонентные электроды на основе сплава меди и хрома, поскольку такие материалы обладают достаточной механической прочностью при малом электрическом сопротивлении и высокой теплопроводностью. Следует заметить, что для различных элементов вакуумных выключателей используются сплавы с различным соотношением меди и хрома. Кроме этого, для различных диапазонов коммутирования вакуумных выключателей тока используются электроды с различным соотношением компонентов. Однако экспериментальных данных о влиянии соотношения компонентов на параметры образуемой в выключателе плазмы недостаточно. Недостаточно даже достоверных экспериментальных данных о влиянии соотношений компонентов других сплавов на параметры и состав плазмы вакуумной дуги.

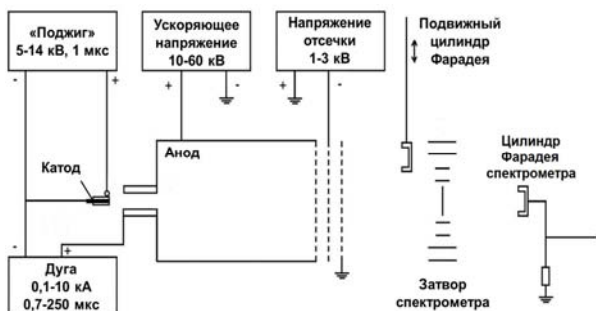


Рис. 1. Принципиальная схема эксперимента

В работе представлены исследования плазмы вакуумного дугового разряда с двухкомпонентными катодами двух типов: (1) 50% – Cu и 50% – Cr (далее – CuCr-50/50); (2) 70% – Cu и 30% – Cr (далее – CuCr-70/30). Показано, что распределение зарядовых состояний ионов зависит от состава катода, а общее количество ионов каждого материала катода соот-

ветствует его стехиометрическому составу. На основе плазмы разряда осуществлена генерация широкоапертурных импульсных ионных пучков с амплитудным значением тока в сотни миллиампер при длительности импульса 250 А и ускоряющем напряжении 30 кВ.

Экспериментальная установка

Разрядная система на основе вакуумного дугового разряда, разработанная для этих экспериментов [2, 5] на базе ионного источника типа Mevva-V.Ru, представлена на рис. 1. Вакуумная дуга зажигалась между катодом диаметром 6,3 мм, выполненным из материала на основе CuCr, и полым анодом. Расстояние между катодом и анодом составляло 10 мм. Инициирование дуги осуществлялось вспомогательным разрядом по поверхности керамики при приложении высоковольтного импульса (до 14 кВ, 10 мкс) между катодом и поджигающим электродом. В аноде имелись эмиссионные отверстия диаметром 5 мм, равномерно расположенные на диаметре 10 см. При горении разряда плазма материала катода заполняла анодную полость, и с эмиссионной поверхности плазмы, ограниченной перфорированным эмиссионным электродом, велся отбор ионов, формировался ускоренный (до 60 кВ) ионный пучок диаметром 10 см, состав которого анализировался времяпролетным спектрометром [6]. Рабочее давление в экспериментах составляло около 10^{-6} Торр.

Результаты и обсуждение

Оциллограммы разрядных импульсов, ионного тока на центральный цилиндр Фарадея (регистрирует около 1/7 от общего тока пучка) представлены в качестве примера на рис. 2.

Масс-зарядовый спектр состава плазмы в случае использования в качестве катода сплава CuCr-50/50, полученный в эксперименте при плотности тока $2,5 \text{ кА/см}^2$, представлен на рис. 3. Видно, что максимальная зарядность как меди, так и хрома достигала 3^+ , минимальное наблюдаемое зарядовое состояние ионов меди и хрома – 1^+ . Также в спектре практически отсутствуют ионы примесей. Относительная доля ионов каждого типа в плазме определялась по площади каждого пика при его интегрировании по времени.

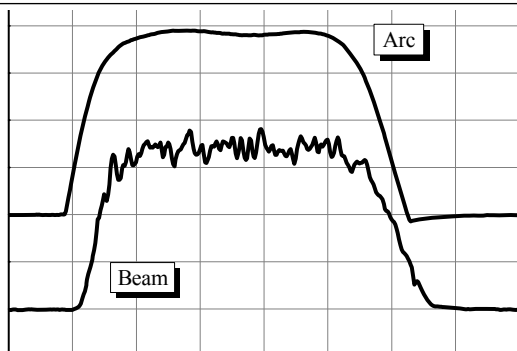


Рис. 2. Оциллограммы тока дуги и тока пучка на цилиндр Фарадея для сплава меди и хрома CuCr-50/50. Ток дуги – 200 А/дел. Ток пучка – 2 мА/дел. Время – 50 мкс/дел.

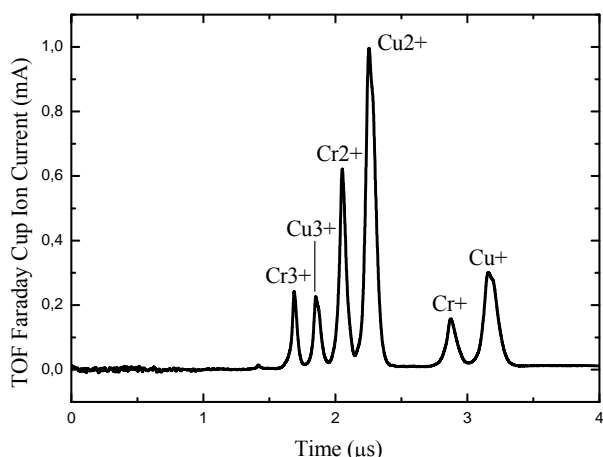


Рис. 3. Спектр состава плазмы вакуумной дуги для электродов из CuCr-50/50. Плотность тока – 2,5 кА/см². Момент измерения – через 150 мкс после инициирования вакуумной дуги

Из зависимостей следует, что в начальный момент после инициирования вакуумной дуги доля ионов более высоких зарядностей выше. По-видимому, это связано с более высоким напряжением горения разряда в начальный период его существования. В дальнейшем, после примерно 150 мкс горения разряда, все зависимости выходят в насыщение и состав плазмы практически не изменяется. Этот эффект виден на зависимостях средней зарядности ионов каждого элемента материала катода от времени после инициирования разряда, представленных на рис. 4.

Отметим также, что средний заряд каждого материала, а соответственно и распределение ионов этого материала по зарядовым состояниям близко для двух материалов катодов с различным соотношением долей меди и хрома в них. Это свидетельствует о том, что распределение ионов по зарядовым состояниям для пары материалов катодов медь–хром в основном определяется не соотношением этих элементов в катоде, а потенциалами ионизации каждого из этих элементов в плазме, имеющей определенную температуру электронов. Именно поэтому в начале импульса тока дуги наблюдаются ионы Cr⁴⁺, но не наблюдаются ионы Cu⁴⁺. Потенциал ионизации ионов Cr⁴⁺ равен 54,4 эВ, а ионов меди –

75,5 эВ и температура плазмы электронов достаточно для появления в плазме заметной доли ионов Cr⁴⁺, но недостаточна для появления ионов Cu⁴⁺.

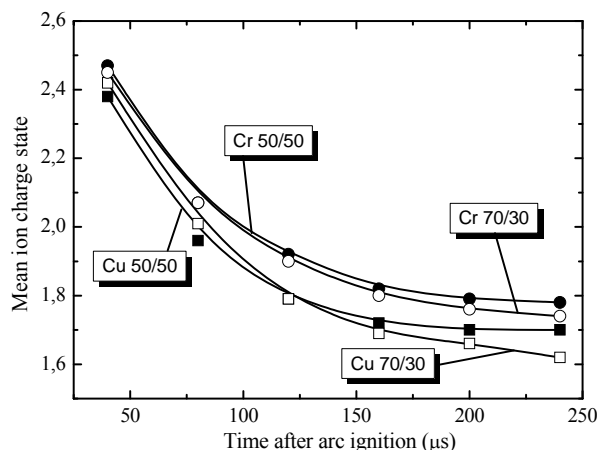


Рис. 4. Зависимости средней зарядности ионов меди и хрома от длительности после инициирования дуги для катодов из CuCr-50/50 и CuCr-70/30. Амплитуда тока дуги 500 А

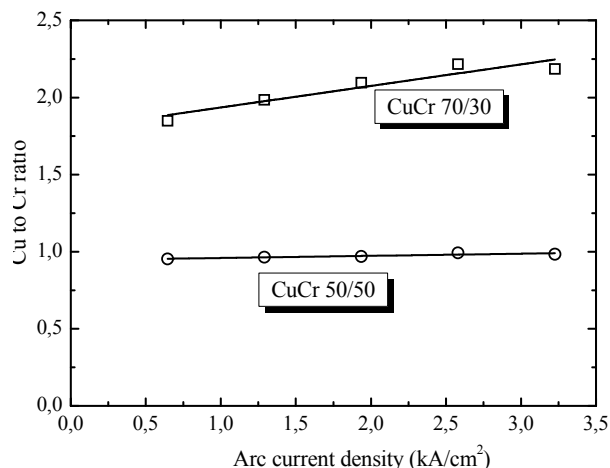


Рис. 5. Зависимости отношения меди к хрому в плазме от плотности тока разряда для катодов CuCr-50/50 и CuCr-70/30. Момент измерения состава плазмы – 150 мкс после инициирования дуги; остаточное давление – $1 \cdot 10^{-6}$ Торр

Показано, что общее количество ионов в плазме вакуумной дуги определяется атомарной концентрацией каждого металла в составе катода, так как отношение ионов меди к хрому в плазме составляет для катода CuCr-50/50 около 50%, а для катода CuCr-70/30 отношение также близко к 70 и 30%.

Отношение атомов меди к хрому в плазме составляет для катода CuCr-50/50 – 1, а для катода CuCr-70/30 – 2,3. Примерно такое же отношение ионов меди к хрому наблюдается и в плазме разряда, исходя из зависимостей, представленных на рис. 5.

Заключение

Показано, что в плазме вакуумной дуги с катодами, выполненными из нескольких элементов, соотношение ионов этих элементов соответствует атомарному составу катода. Средняя зарядность ионов определяется потенциалами ионизации каждого материала.

Работа выполнена при поддержке гранта Российского фонда фундаментальных исследований № 18-38-00350 мол.а.

Литература

1. Brown I.G. Vacuum arc ion sources // Review of scientific instruments. – 1994. – Vol. 65, No. 10. – P. 3061–3082.

2. Ryabchikov A.I. High current and high intensity ion beams sources and their technological applications // Rare metal materials and engineering. – 2011. – Vol. 40. – P. 142–146.

3. Nikolaev A.G., Oks E.M., Savkin K.P. et al. Upgraded vacuum arc ion source for metal ion implantation // Review of scientific. – 2012. – Vol. 83, No. 2. – P. 02A501.

4. Борисов Д.П., Коротаев А.Д., Кузнецов В.М. и др. Технологические установки для эффективной вакуумно-плазменной обработки изделий на основе источников

низкотемпературной плазмы // Изв. вузов. Физика. – 2014. – Т. 57, № 3/2. – С. 62–64.

5. Savkin K.P., Yushkov Yu.G., Nikolaev A.G. et al. Generation of multicomponent ion beams by vacuum arc ion source with compound cathode // Review of Scientific Instruments. – 2010. – Vol. 83, № 2. – P. 02A501.

6. Bugaev A.S., Vizir A.V., Gushenets V.I. et al. Current Status of Plasma Emission Electronics: II Hardware // Laser and Particle Beams. – 2003. – Т. 21, № 2. – P. 139–156.

Прокопенко Никита Андреевич

Аспирант ИСЭ СО РАН

Эл. почта: Frolova_Valeria_90@mail.ru

Фролова Валерия Петровна

Мл. науч. сотр. ТУСУРа

Эл. почта: Frolova_Valeria_90@mail.ru

УДК 53.06+537.533.9

Д.Б. Золотухин, Ю.Г. Юшков, А.В. Тюньков

О возможности генерации пучково-плазменного разряда в диэлектрической полости при давлениях среднего вакуума

Описан эксперимент по генерации пучково-плазменного разряда при инжекции непрерывного пучка электронов энергией 3 кэВ и током 10–55 мА в кварцевую цилиндрическую полость длиной 20 см и диаметром 8 см при давлении газа 4–5 Па. Продемонстрировано существование двух режимов генерации плазмы в полости – с преобладанием парных столкновений и коллективного пучково-плазменного взаимодействия (режим ППР). Измерены параметры плазмы в полости в этих двух режимах, показано, что наивысшая концентрация плазмы и температура электронов в полости достигаются в режиме ППР.

Ключевые слова: пучково-плазменный разряд, диэлектрическая полость, форвакуумный плазменный источник электронов.

Пучково-плазменный разряд (ППР) является микроволновым разрядом, возникающим вследствие взаимодействия электронного пучка и электронов плазмы, и исследуется вот уже более 60 лет, начиная с классических работ Ахиезера и Файнберга [1]. Пучково-плазменная нестабильность резко повышает эффективность передачи энергии от пучка плазме, и потому привлекательна для использования в системах генерации плазмы с использованием пучка ускоренных электронов. Повышение энерговыделения пучка вследствие возбуждения ППР ведет, с одной стороны, к заметному повышению концентрации и электронной температуры плазмы, с другой, способствует увеличению энергии покидающих плазму ионов, что может быть использовано для ионно-ассистированного синтеза различных покрытий [2].

Е.Г. Шустин и соавт. [3] показали возможность синтеза алмазоподобных покрытий в плазмохимическом реакторе на основе пучково-плазменного разряда, возбуждаемого непрерывным пучком электронов током до 500 мА, энергией до 2 кэВ, при давлении газа ниже 0,2 Па, в магнитном поле катушек Гельмгольца до 5 мТл, причем энергия ионов, бомбардирующих подложку, дополнительно регулировалась различными источниками напряжения сме-

щения, а заряд электронного пучка после пролета области возбуждения ППР удалялся специальным коллектором. Для ускорения плазмохимических реакций и увеличения выхода синтезируемых покрытий естественным образом требуется повышать давление реакционного газа, что накладывает известные ограничения на используемый источник электронного пучка.

Форвакуумные плазменные источники электронов превосходно подходят для генерации сфокусированных непрерывных пучков электронов при давлении газа в единицы-десятки паскаль, для создания пучковой плазмы, а также пучково-плазменного разряда [4]. Ранее [5] была показана возможность создания плотной пучковой плазмы при инжекции пучка форвакуумного источника в диэлектрическую полость; отмечена роль вторичных электронов в повышении параметров такой плазмы. Целью данной работы было изучение возможности и характеристика режимов генерации ППР форвакуумным электронным источником в диэлектрической полости.

Техника и методика эксперимента

Генерация и исследование ППР в диэлектрической полости выполнялись на установке, схема которой приведена на рис. 1. Вакуумная камера пред-

варительно откачивалась до 0,01 Па высоковакуумной системой откачки на основе турбомолекулярного насоса Edwards Next3000, затем высоковакуумная часть закрывалась затвором и включался спиральный безмасляный форвакуумный насос ISP-1000C, а в камеру напускался чистый азот (чистота 99,999%) до давления 3,5–4 Па.

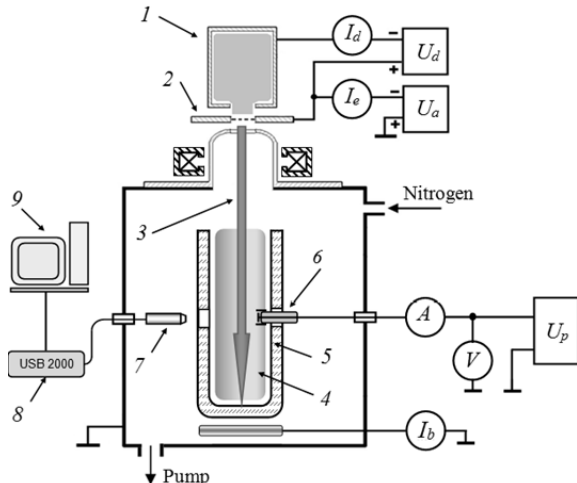


Рис. 1. Схема эксперимента: 1 – полый катод; 2 – анод источника электронов; 3 – пучок электронов; 4 – пучковая плазма; 5 – кварцевая полость; 6 – зонд Ленгмюра; 7 – световод оптического спектрометра; 8 – спектрометр USB 2000; 9 – компьютер

Для генерации электронного пучка использовался форвакуумный плазменный источник электронов на основе разряда с полым катодом. Из плазмы разряда через сеточное отверстие в аноде 2 извлекались электроны при подаче напряжения между анодом 2 и заземленным экстрактором ускоряющего напряжения U_a величиной 3 кВ и формировались в пучок 3 круглого сечения диаметром 4–6 мм с помощью магнитной фокусирующей системы. Пучок электронов 3 инжектировался в цилиндрическую тонкостенную кварцевую полость 5 (длиной 20 см и внутренним диаметром 80 мм) с доньшком и генерировал внутри пучковую плазму 4. Полость крепилась на манипуляторе, позволяющем прямо в процессе эксперимента подставлять ее под пучок (для генерации плазмы в полости) или удалять из-под пучка (для генерации «открытой» пучковой плазмы, в условиях свободного распространения пучка).

Посередине длины полости, напротив друг друга, были выполнены два круглых отверстия (\varnothing 6 мм). Через одно из отверстий в полость был введен плоский зонд Ленгмюра (\varnothing 3 мм). Зондовая характеристика снималась при подаче пилообразного напряжения на зонд, оцифровывалась АЦП, сохранялась и обрабатывалась на компьютере. Температура электронов определялась по логарифму зондового тока на электронной ветви, концентрация плазмы вычислялась из ионной ветви с применением теории лимитационного движения. Напротив второго отверстия был размещен световод 7 оптического спектрометра 8 марки USB 2000. Световод 7 спектрометра был помещен в футляр с кварцевым окошком диа-

метром 2 мм, футляр располагался на расстоянии 10 см от дна полости в 1,5 см от ее внешней грани и окошком был ориентирован по направлению к оси пучка. Излучение плазмы передавалось по оптическому волокну SMA905 с числовой апертурой 0,22 в спектрометр 8. Спектрометр был способен анализировать излучение в диапазоне длин волн 200–1100 нм с оптическим разрешением $\sim 0,3$ –10 нм и дисперсией $\sim 0,32$ нм/пиксель. Несмотря на то, что такое разрешение не позволяло оценить параметры плазмы по уширению спектральных линий, тем не менее прибор давал возможность анализировать в режиме реального времени характерные полосы излучения плазмы и качественно судить об изменениях параметров плазмы в различных условиях. Обработка сигнала выполнялась в специализированной программной среде OOIBase32 на персональном компьютере.

Ток пучка измерялся амперметром, подключенным к коллектору 10 в отсутствие полости. В процессе эксперимента, при постоянном давлении и фиксированной энергии пучка, ток пучка увеличивали с 10 до 55 мА, при каждом значении тока пучка зондовой методикой измерялись параметры плазмы и исследовались оптические спектры свечения, в случае, когда плазма генерировалась в полости и в ее отсутствие.

Результаты эксперимента и их обсуждение

Рост интенсивности спектральных линий при генерации плазмы в полости и без нее, при повышении тока пучка и неизменных прочих параметрах эксперимента, иллюстрируется зависимостью интегральной интенсивности линий в спектральном диапазоне (200–850 нм) от тока пучка, для этих двух случаев (рис. 2).

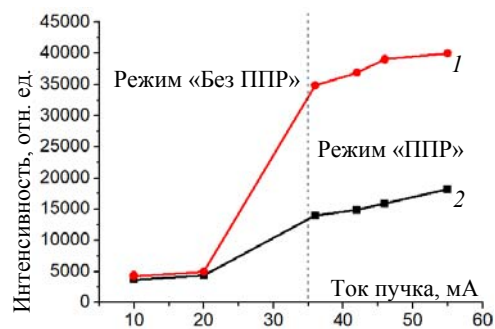


Рис. 2. Интегральная интенсивность спектральных линий в зависимости от тока пучка, при генерации плазмы в свободном пространстве (1) и в полости (2)

Рисунок 2 иллюстрирует скачкообразное возрастание интенсивности всех спектральных линий при повышении тока пучка выше некоторого порогового значения, что согласуется с результатами эксперимента, изложенными в работе [4]. Именно этот эффект дал основание к разграничению режимов генерации плазмы на режим «без ППР» (тусклое свечение плазмы), и режим «ППР» (яркое розовое свечение плазмы). Хорошо заметно, что внутри диэлектрической полости интегральная интенсивность

наблюдаемого свечения заметно выше (кривая 1), нежели при генерации плазмы в отсутствие полости (кривая 2). Наблюдаемое поведение интенсивности свечения согласуется с поведением параметров плазмы – концентрацией и температурой электронов – в упомянутых условиях (рис. 3).

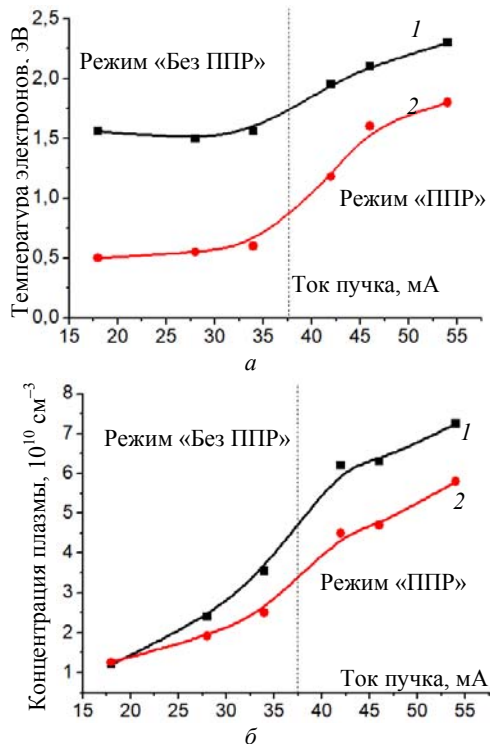


Рис. 3. Температура электронов (а) и концентрация пучковой плазмы (б), создаваемой в открытом пространстве (1) и в диэлектрической полости (2). Энергия пучка 3 кэВ, давление газа 4 Па

Температура электронов и концентрация плазмы в полости практически при любом токе пучка оказываются заметно выше, чем в «открытой» плазме, что уже отмечалось ранее [5]. От минимального тока до примерно 35 мА температура электронов практически не зависит от тока пучка как для плазмы в полости, так и для плазмы, созданной в отсутствие полости, а концентрация растет, причем в полости растет быстрее. При повышении тока пучка с 35 до 40 мА наблюдается участок более резкого роста температуры электронов с током пучка (возникновение ППР), а при дальнейшем повышении тока, уже при наличии в обоих условиях ППР, рост параметров плазмы замедляется.

Таким образом, параметры плазмы в полости оказываются выше параметров плазмы в свободном пространстве, как в режиме без ППР, так и с ППР. Данные о поведении параметров и интегральной интенсивности свечения позволяют заключить, что при возбуждении ППР в диэлектрической полости, отмеченный ранее в [5], эффект внесения дополнительной энергии в плазму ускоренными в придонном слое вторичными электронами способствует дополнительной интенсификации процессов возбуждения и ионизации газа.

Заключение

Выполнена генерация пучковой плазмы в диэлектрической полости в двух режимах: в режиме преобладания парных взаимодействий пучковых электронов с молекулами газа, и в режиме, когда велика роль коллективных взаимодействий (при возбуждении пучково-плазменного разряда), интенсифицирующих передачу энергии от пучка плазме. Показано, что в обоих режимах концентрация и температура пучковой плазмы в полости выше, чем в открытой плазме, созданной пучком в отсутствие полости, а наличие полости в режиме с ППР позволяет достичь более высоких значений этих параметров плазмы. В режиме ППР интегральная интенсивность свечения частиц плазмы в диапазоне (200–800 нм) многократно выше в случае, если плазма создается в полости, при прочих равных параметрах эксперимента.

Благодарности

Авторы выражают благодарность д.ф.-м.н., профессору М.И. Ломаеву (ИСЭ СО РАН) за ценные рекомендации и обсуждение результатов работы.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 18-38-00009 мол_а).

Литература

1. Ахиезер А.И. О взаимодействии пучка заряженных частиц с электронной плазмой / А.И. Ахиезер, Я.Б. Файнберг // ДАН СССР. – 1949. – Т. 69, №3. – С. 555–561.
2. Бурачевский Ю.А. Синтез диэлектрической пленки на поверхности кремния в плазме несамостоятельного тлеющего разряда с полым катодом / Ю.А. Бурачевский, Д.Б. Золотухин // Доклады ТУСУР. – Томск, 2012. – №1 (25), ч. 1. – С. 40–46.
3. Шустин Е.Г. Синтез углеродных пленок в плазмохимическом реакторе на базе пучково-плазменного разряда / Е.Г. Шустин, Н.В. Исаев, И.Л. Клыков и др. // Журнал технической физики. – 2013. – Т. 83, №2. – С. 97–102.
4. Жирков И.С. Особенности формирования узкофокусированных электронных пучков, генерируемых источником с плазменным катодом в форвакуумном диапазоне давлений / И.С. Жирков, В.А. Бурдовитсин, Е.М. Окс, И.В. Осипов // ЖТФ. – 2006. – Т. 76, №6. – С. 106–110.
5. Zolotukhin D.B. Generation of uniform electron beam plasma in a dielectric flask at fore-vacuum pressures / D.B. Zolotukhin, V.A. Burdovitsin, E.M. Oks // Plasma Sources Sci. Technol. – 2016. – Vol. 25, № 1. – P. 015001.

Золотухин Денис Борисович

Канд. физ.-мат. наук, н.с. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: ZolotukhinDen@gmail.com

Юшков Юрий Георгиевич

Канд. техн. наук, с.н.с. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: Yuyushkov@sibmail.com

Тюньков Андрей Владимирович

Канд. техн. наук, с.н.с. каф. физики ТУСУРа
Эл. почта: tyunkov84@mail.ru

УДК 537.533.9

А.А. Зенин

Применение форвакуумного плазменного источника электронов для сварки стекла

Представлены результаты электронно-лучевой сварки кварцевого стекла форвакуумным плазменным источником электронов. Проведена модернизация системы вращения образцов, позволяющая производить сварку как трубчатых образцов, так и стержней. Исследован состав газовой атмосферы в зависимости от температуры стыка свариваемых образцов и определен оптимальный режим сварки, обеспечивающий достаточный нагрев с минимальным испарением и уносом вещества из зоны расплава.

Ключевые слова: электронно-лучевая сварка, плазменный источник электронов, форвакуумный диапазон давлений, низкоэнергетичный электронный пучок, кварцевое стекло.

Неорганические стекла находят широкое применение в строительстве, промышленности, оптике и т.п. Благодаря своим уникальным свойствам стекла являются основным материалом при изготовлении различных оптических приборов и систем приема-передачи информации по оптическим каналам связи [1–4]. Незаменимы при изготовлении линз, призм и различных подложек. Разнообразие видов стекол требует развития способов их обработки. Среди стекол следует выделить кварцевые стекла. Обладая низким коэффициентом температурного расширения, большой полосой пропускания, высокой химической стойкостью, кварцевое стекло успешно применяется в агрессивных средах [1, 2].

Все способы обработки стекол можно условно разделить на механические, химические, термические, лазерные и электронно-лучевые [3–6]. Механическая обработка заключается в воздействии на поверхность стекла абразивными материалами. Несмотря на доступность оборудования и технологий, механические способы обработки имеют ряд недостатков, таких как высокая вероятность возникновения трещин и микротрещин на обрабатываемых деталях, ограничение геометрических размеров. Химическая обработка стекол основана на травлении поверхности и имеет ограничения по скорости обработки и типам стекол. Следует отметить, что для раскрытия листового материала хорошо зарекомендовал себя метод лазерного управляемого термораскалывания (ЛУТ), обладая высокой скоростью обработки, он применим лишь для резки стекла. Зачастую производство стеклянных изделий сложной геометрической формы требует проведения сварки либо пайки стеклянных деталей более простой формы. Традиционные методы сварки стекол в пламени газовой горелки могут быть неприемлемы при производстве оптических приборов, так как могут внести примеси и неоднородности в сварной шов.

Альтернативой термической сварке могут выступать технологии электронно-лучевой сварки. Так, в работе [7] показана принципиальная возможность осуществления сварки высокотемпературной керамики, а в работе [8] – получение метало-керамических соединений. Особенностью представленных работ является тот факт, что для электронно-лучевой

обработки использовался форвакуумный плазменный источник электронов.

Цель настоящей работы заключается в исследовании особенностей электронно-лучевой сварки кварцевого стекла плазменным источником электронов в диапазоне давлений среднего вакуума (форвакуума).

Методика проведения эксперимента

Для проведения экспериментов по электронно-лучевой сварке кварцевого стекла использовалась экспериментальная установка, оснащенная форвакуумным плазменным источником электронов. Схема эксперимента приведена на рис. 1.

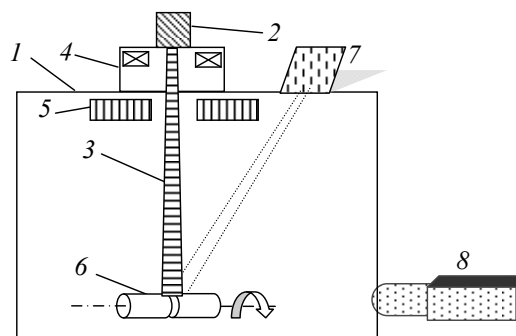


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – вакуумная камера; 2 – форвакуумный плазменный источник электронов; 3 – пучок электронов; 4 – магнитная линза; 5 – система отклонения пучка; 6 – свариваемые образцы; 7 – высокотемпературный пирометр; 8 – газоанализатор RGA-100

Вакуумная камера 1 откачивалась механическим форвакуумным насосом Vos Edwards. После достижения предельного давления 3 Па происходила промывка камеры гелием. Процесс электронно-лучевой сварки кварцевого стекла осуществлялся при давлении рабочего газа (гелия) ~30 Па электронным пучком с энергией 12 кэВ, током 50–100 мА и диаметром пучка 2–3 мм.

Эмиссионная плазма в плазменном источнике электронов 2 создавалась тлеющим разрядом с полым катодом. Формирование электронного пучка осуществлялось в результате отбора электронов с плазменной границы через отверстия перфорированного электрода, установленного в аноде. Уско-

ренный электронный пучок 3 фокусировался магнитной линзой 5 и наводился на стык свариваемых образцов 6 с помощью магнитной системы отклонения пучка 5. Более подробно электродная система и конструктивные особенности электронного источника и характеристики описаны в [8–10].

Для проведения экспериментов по электронно-лучевой сварке использовались стержни из кварцевого стекла диаметром 10 мм и длиной 25 мм. Следует отметить тот факт, что стыки свариваемых деталей не подвергались предварительной шлифовке и полировке. Контроль температуры поверхности сварочного шва осуществлялся бесконтактным методом с помощью высокотемпературного пирометра RAYTEK 1МН с диапазоном измеряемых температур от 650–3000 °С с выводом текущих значений температуры на монитор компьютера.

Состав газовой атмосферы определялся с помощью промышленного анализатора остаточных газов 8 RGA 100, компании Stanford Research Systems. Датчик анализатора откачивался отдельным вакуумным постом, содержащим мембранный и турбомолекулярный насосы. Для обеспечения необходимого перепада давлений между вакуумной камерой и датчиком диаметр входного отверстия анализатора не превышал 1 мм.

Результаты работы и их анализ

Предварительные эксперименты по электронно-лучевой сварке встык кварцевых деталей показали низкую эффективность и большой унос вещества из ванны расплава. Основной причиной этого является низкая теплопроводность кварцевого стекла. Для проведения дальнейших экспериментов были внесены конструктивные изменения в систему вращения образцов, позволившие устанавливать как полые кварцевые трубки, так и стержни. Фотография модернизированной системы вращения приведена на рис. 2.

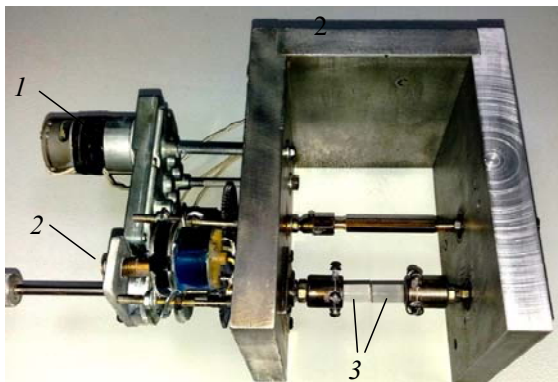


Рис. 2. Модернизированная система вращения: 1 – электромотор для вращения образцов; 2 – система сближения образцов; 3 – свариваемые образцы

Внесенные в конструкцию системы вращения образцов изменения обеспечили равномерное вращение образцов с возможностью регулировки частоты вращения от 0,1 до 10 Гц. Предусмотренная система сближения образцов позволяет задавать технологический зазор между свариваемыми деталями,

необходимый для обеспечения равномерного нагрева всей площади торца. При достижении требуемой для сварки температуры происходит сближение деталей и их сварка.

Осуществление процесса электронно-лучевой сварки кварцевого стекла возможно в достаточно широком диапазоне температур – от температуры размягчения стекла (порядка 1200–1250 °С), до температуры испарения. Для поиска оптимальной температуры сварки, обеспечивающей достаточно высокое качество сварного шва и низкий унос вещества из ванны расплава, был проведен эксперимент, показывающий изменение состава газовой атмосферы от температуры сварного шва.

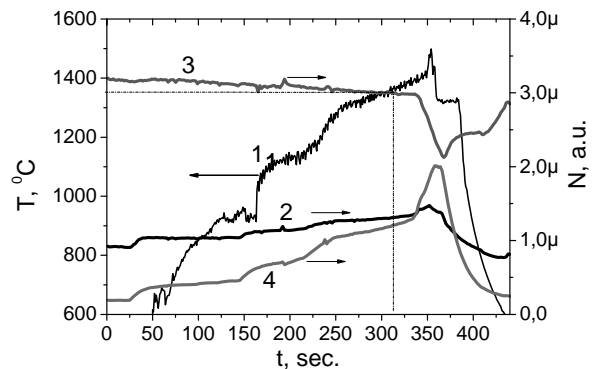


Рис. 3. Динамика изменения состава газовой атмосферы в зависимости от температуры сварного шва:

1 – температура сварного шва; 2 – азот ($m/z = 28$); 3 – вода ($m/z = 18$), 4 – монооксид кремния ($m/z = 44$)

Из представленных на графике зависимостей видно, что при увеличении температуры сварного шва наблюдается рост концентрации монооксида кремния ($m/z = 44$) и значительный унос вещества с поверхности шва. Этот факт также подтверждается появлением белой пленки на системе вращения, соответствующей монооксиду кремния. Следует отметить, что факт интенсивного испарения кварцевого стекла при электронно-лучевой обработке наблюдался и ранее и описан в работе [12]. Из полученных зависимостей видно, что оптимальной с точки зрения уноса вещества температура в диапазоне от 1250 до 1350 °С. При этой температуре торцы свариваемых образцов плавятся, а унос вещества минимален.

Ниже на рис. 4 приведены результаты электронно-лучевой сварки стержней и трубок из кварцевого стекла.



Рис. 4. Сваренные кварцевые детали

Показанные на рис. 4 сваренные образцы из кварцевого стекла имеют механическую прочность и герметичность. Так, в ходе экспериментов удалось осуществить электронно-лучевую сварку кварцевых деталей простой формы. В дальнейшем планируется проведение серии экспериментов по изучению прочностных характеристик полученных сварных швов.

Заключение

В представленной работе показана принципиальная возможность проведения электронно-лучевой сварки кварцевых деталей форвакуумным плазменным источником электронов. Подобраны режим и способ сварки, позволяющий получить сварное герметичное соединение кварцевых трубок. Продемонстрированы различные сваренные изделия.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ № 16-38-60032 мол_а_дк.

Литература

1. Немилов С.В. Оптическое материаловедение: Оптические стекла: учеб. пособие, курс лекций. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2011. – 175 с.
2. Гавриленко В.И. Оптические свойства полупроводников: справочник / В.И. Гавриленко, А.М. Грехов, В.Г. Корбунк. – Киев: Наукова думка, 1987. – 608 с.
3. Демкина Л.И. Физико-химические основы производства оптического стекла. – Л.: Химиздат, 1976. – 456 с.
4. Коленко Е.А. Технология лабораторного эксперимента: справочник. – СПб.: Политехника, 1994. – 751 с.
5. Голубятников И.В., Кондратенко В.С., Жималов А.Б. Новые лазерные технологии в машиностроении, приборостроении в микро- и оптоэлектронике // Интеграл. – 2009. – № 6. – С. 6–9.
6. Внедрение технологии лазерного управляемого термораскалывания в России / В.С. Кондратенко, А.С. Намов, А.Ю. Рогов // Российский технологический журнал. – 2017. – Т. 5, № 1(15). – С. 3–14.
7. Бурдовицин В.А. Модификация поверхности керамики импульсным электронным пучком, генерируемым форвакуумным плазменным источником / В.А. Бурдовицин, Е.М. Окс, Е.В. Скробов, Ю.Г. Юшков // Перспективные материалы. – 2011. – № 6. – С. 77–82.
8. Oks E.M. Features of ceramic material welding by ribbon electron beam under fore-vacuum pressure / E.M. Oks, V.A. Burdovitsin, A.S. Klimov // 10th International Conference on Modification of Materials with Particle Beams and Plasma Flows proceedings. – 2010. – С. 239–242.
9. Зенин А.А. Электронно-лучевая пайка алюмооксидной керамики с металлом с применением форвакуумного плазменного источника электронов / А.А. Зенин, А.С. Климов // Доклады ТУСУР. – 2013. – № 1 (27). – С. 10–13.
10. Зенин А.А. Особенности фокусировки электронного пучка плазменного источника в форвакуумном диапазоне давлений / А.А. Зенин, И.Ю. Бакеев, Ю.А. Бурачевский и др. // Письма в ЖТФ. – 2016. – Т. 42, № 13. – С. 104–110.
11. Бурдовицин В.А. Форвакуумные плазменные источники электронов / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, А.В. Медовник и др. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 288 с.
12. Зенин А.А. Состав газовой атмосферы при электронно-лучевой обработке кварцевого стекла в форвакуумном диапазоне давлений // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2016. – Т. 59, № 9-2. – С. 212–215.

Зенин Алексей Александрович

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа

Эл. почта: zenin1988@gmail.com

БИМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – *Костюченко Евгений Юрьевич, к.т.н., доцент. каф. КИБЭВС*

УДК 614.8.084

Е.С. Киселева, М.П. Бороненко, В.И. Зеленский

Диагностика эмоционального состояния человека методом пупиллометрии

В современных системах слежения применяют пассивное наблюдение. Предложен активный метод распознавания реакции человека на внешний раздражитель. Представлены результаты исследования реакции зрачков на тест-объекты.

Ключевые слова: пупиллометрия, тест-объект, видеокамера, освещенность.

В современном мире быстроразвивающихся высоких технологий побеждает тот, кто быстрее ими овладеет. В полной мере это относится и к технологиям прогнозирования. Ранее считалось, что зрачки выполняют только одну простую функцию регулировки светового потока в оптическую систему глаза. Однако современные исследования показали, что процесс восприятия зрительной нервной системы намного сложнее. Это обусловлено вкладом различных областей мозга, влияющих на реакцию зрачка. Применение пупиллографии довольно широко. К примеру, пупиллограф регистрирует изменение размеров зрачка по время речи (Stern, Ray, & Quigley, 2001) [1, 2]. Если при этом человек обманывает, то испытывает стресс, размер зрачков меняется, что регистрирует пупиллограф.

Применение пупиллометрии для изучения вегетативной нервной системы позволяет изучать различные неврологические аномалии [3], распознавать болезнь Альцгеймера, нейропсихиатрические расстройства, расстройства сна, мигрень, болезнь Паркинсона. По изменению нормальной зрачковой реакции можно судить о наличии сахарного диабета на ранних стадиях заболевания, амилоидных и ревматических расстройствах и болезни Шагаса, одной из наиболее распространенных паразитарных заболеваний в Латинской Америке. Пупиллограммы активно применяют для исследования влияния дизайна печатного текста на зрительную систему людей разного возраста [4].

В 2008 г. Wilson и группа исследователей отметили, что динамика диаметра зрачков может быть использована как косвенная мера функции мозга. Учеными В.Н. Фоменко, А.С. Куприяновым однозначно установлен факт влияния умственной нагрузки на размер зрачков и представлена математическая модель таких реакций [5, 6]. Также изменит реакцию зрачков на свет кислородное голодание. T.L. Maddess, A.C. James исследовали функциональную связь реакции зрачков при одновременном и

последовательном воздействии на глаз визуальных стимулов. Это позволило построить карту визуальной функциональности поля зрения глаз, что поможет все последующие эксперименты по реакции глаза проводить с большей точностью. Связь между интенсивностью стимула и размером зрачкового ответа описывалась нелинейными функциями.

Реакция зрачков на боль в 2014 г. исследовалась украинскими учеными О.Я. Мокрик, В.О. Заплатинским. Систему применения технологии профайлинга в сфере обеспечения авиационной (транспортной) безопасности разработали О.С. Возженикова, Д.А. Кузнецов.

Специалисты Центра измерительных технологий и автоматизации физического факультета МГУ им. М.В. Ломоносова разработали «ВизиОСКАН» – мобильную систему отслеживающую направления взгляда водителя движущегося транспортного средства, что позволит повысить безопасность на дорогах [6–15]. А.М. Ахметвалеев, А.С. Катасёв представили концепцию бесконтактной идентификации лиц, находящихся в состояниях алкогольного и наркотического опьянения, представляющих угрозу общественной безопасности. Все изложенные факты свидетельствуют в пользу высокой достоверности результатов пупиллометрии.

Интерес к детектированию эмоциональных состояний человека по различным биометрическим данным (КГР, пупиллометрия и профайлинг) с каждым годом получает все большее распространение [16–35]. Несмотря на то, что затрачено много усилий, остаются не до конца решенными задачи распознавания эмоциональной валентности. Как показано выше, пупиллометрия применяется во многих областях, научились выявлять опасных людей, находящихся в состояниях наркотического и алкогольного опьянения. Однако те, кто является носителем злых умыслов, находятся в тени. Причем проблема заключается не в выделении зрачков на изображении, а именно в идентификации эмоций. Стандарт-

ный метод определения эмоций, ориентируемый на мимические изменения, хорош, однако если человек хорошо владеет собой, то распознать злые намерения сложно. Поэтому необходимость улучшения существующего метода, позволяющего распознать скрытую угрозу, остается актуальной.

Для проведения экспериментов, из-за культурных этнических различий в эмоциональной сфере не всегда удается использовать стандартные эмоциональные стимулы (база International Affective Picture System, LAPS, University of Florida, Gainesville, FL). Кроме прочих трудностей, на основе критических соображений авторы ряда обзоров (Goldwater, 1972; Janisse, 1973) приходят к выводу, что цветовая чувствительность глаза не позволяет по величине зрачка однозначно судить, какое чувство – симпатию или антипатию – испытывает человек. Однако большой прогресс оптоэлектроники и цифровых технологий способствует возобновлению исследований в данном направлении с применением новых подходов и методов. Целью является разработка метода, позволяющего устанавливать взаимосвязь изменения размеров зрачков и эмоционального состояния человека. В статье представлены первые результаты исследований.

Экспериментальная установка

Для исследования реакции зрачка разработан шлем, создающий жесткую координатную связь между видеокамерой и головой (рис. 1, а).

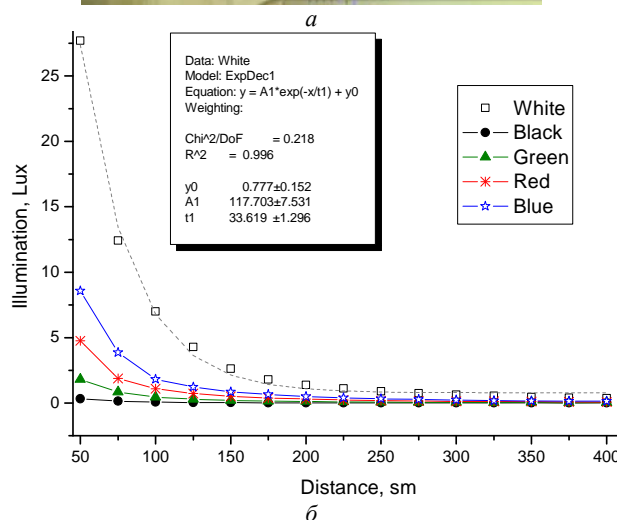


Рис. 1. Установка для получения пупиллограмм – а; освещенность, создаваемая тест-объектами на фоточувствительном элементе, – б

Как известно, существует однозначная биохимическая связь между размерами зрачка и испытываемой эмоцией. Большую сложность представляет существующая сильная зависимость размеров зрачка от освещенности, селективной цветовой чувствительности и неопределенности исходного состояния зрачка. Таким образом, первой задачей является создание условий, при которых освещенность от тест-объекта и его цвет не влияют на размер зрачков. В процессе всех экспериментов яркость тест-объектов не меняли. Для видеосъемки использовали видеокамеру T7 Astro Camera Astronomical Astronomy Planetary High Speed Electronic Eyepiece Telescope Digital Lens for Guiding Astrophotograp, режим видеосъемки 30 fps, объектив микроскопа с оптическим увеличением 1X-100X. Типичный результат отклика зрачка на подобный тест-объект представлен на рис. 2.

Пупиллограммы снимались у групп двух возрастных категорий (16–25 и 45–50 лет) по 10 и 5 человек соответственно, в которых присутствовали представители разных полов. Болезни глаз у людей отсутствовали. Расстояние между тест-объектами и глазом последовательно изменяли от 0,75 до 4 м с шагом 0,25 м. После однотонных, с 19-го слайда, в последовательности присутствовали эмоционально окрашенные картинки, интенсивность которых по шкале от 1 до 10 не превышает 4, где 10 – самая сильная эмоция, какая только может быть. Контроль освещенности осуществлялся по оттенку кожи испытуемого (в шкале серого, нормированного по среднему значению). При повторном тестировании реакция зрачка падала до неразличимой.

Обсуждение полученных результатов

Большинство исследователей соглашается с тем, что в структуре эмоций можно выделить две существенные особенности, или характеристики. Первую характеристику можно обозначить как эмоциональную оппонентность (полярность, противоположность). Вторая важная и общая характеристика эмоций – градиентная связь между отдельными эмоциями. Вундт определил три эмоциональных измерения по следующим оппонентным характеристикам эмоций: удовольствие–неудовольствие, расслабление–напряжение и спокойствие–возбуждение.

К. Изард выделил десять качественно различных «фундаментальных» эмоций: интерес–возбуждение, радость, удивление, горе–страдание, гнев–ярость, отвращение–омерзение, презрение–пренебрежение, страх–ужас, стыд–застенчивость, вина–раскаяние. Первые три эмоции он отнес к положительным, остальные семь – к отрицательным. Каждая из фундаментальных эмоций лежит в основе целого спектра состояний, различающихся по степени выраженности.

Таким образом, располагая эмоционально окрашенные картинки в нужном порядке, можно получить необходимый градиент эмоций.

Усредненный вариант такой пупиллограммы можно применять для выявления отклонений эмоционального состояния, вызываемого объектами (предметами, людьми, обстоятельствами), соприкос-

новение с которыми (физическое или коммуникативное) вступает в резкое противоречие с эстетическими, нравственными или идеологическими принципами и установками субъекта.

После калибровки системы наблюдения за зрачком на группе студентов был проведен эксперимент по регистрации градиента эмоций «интерес–испуг». Перед стандартной процедурой тестирования было

уменьшено расстояние между экраном монитора, на котором демонстрировались тест-объекты, и испытуемым так, чтобы освещенность оказывала существенное влияние на размер зрачка. Во время тестирования было сделано звуковое сообщение о выходе приказа об отчислении задолжников (в списках значилась девушка, чья пупиллограмма записывалась, рис. 3).

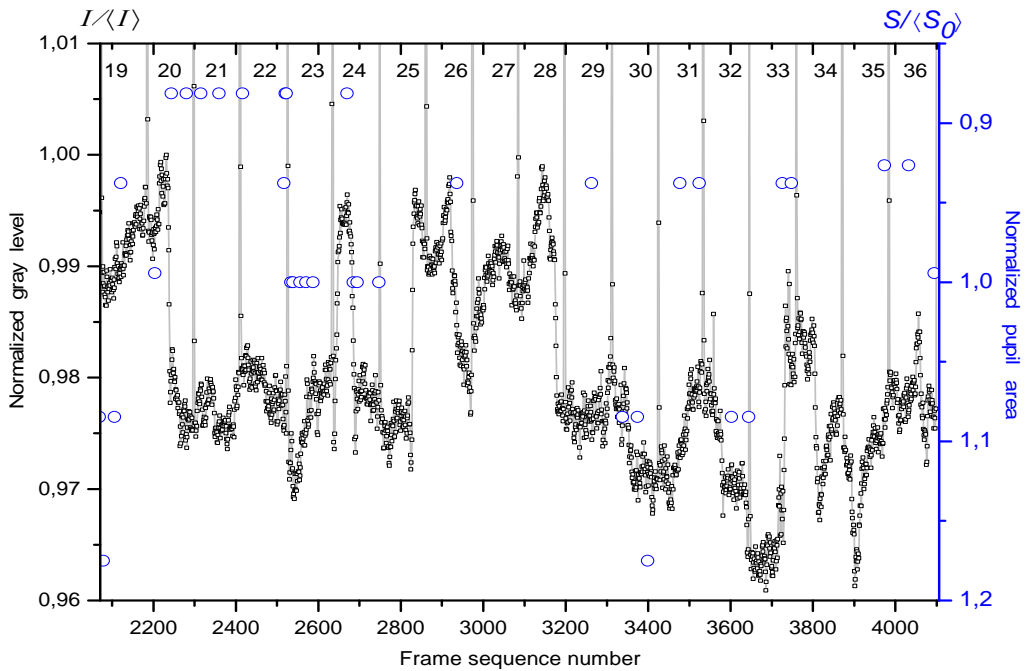


Рис. 2. Пупиллограмма: 19 – мертвая мышь; 20 – поедание жука; 21 – многоножка; 22 – облака; 23 – дружелюбные животные; 24 – материнство; 25 – спасение щенка; 26 – забавный хамелеон; 27 – кольчатые черви; 28 – поедание червей; 29 – материнская забота; 30 – бескорыстная любовь; 31 – надвигающаяся буря; 32 – детская забота; 33 – падение с высоты; 34 – щенок; 35 – радуга; 36 – котенок

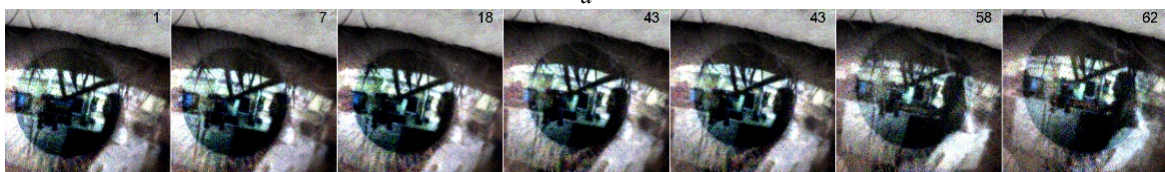
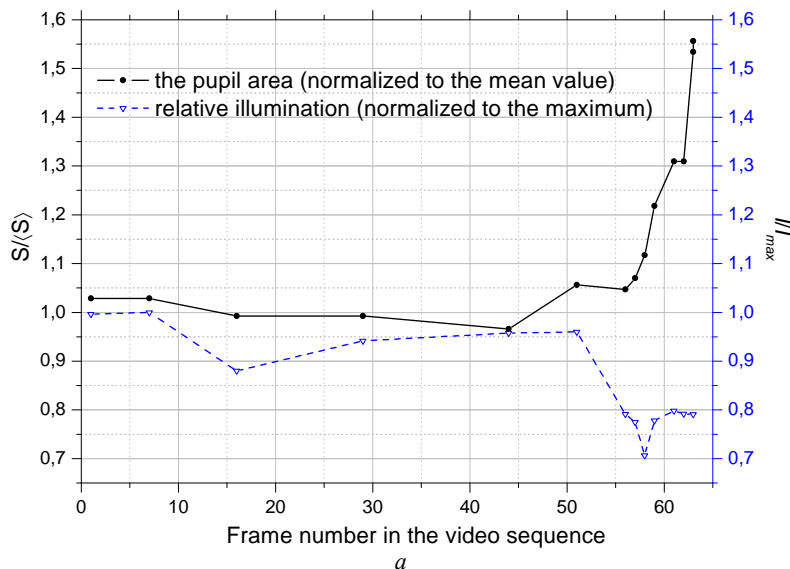


Рис. 3. Градиент эмоций: а – пупиллограмма; б – изображения зрачка в разные моменты времени

Отношение уровня серого $k = I/I_{\max}$ тем меньше, чем темнее картинка ($I_{\min} = 0, I_{\max} = 255$). Из графика очевидно, что интенсивный рост размеров зрачка (сплошная линия) продолжается при увеличении относительного уровня серого (пунктирная линия) k и его дальнейшей стабилизации. При тестировании с применением визуальных тест-объектов уровень значимости которых для испытуемого мал, максимальная дисперсия площади зрачка составляет $0,2Scp$. При использовании тест-объектов, значение которых для испытуемого велико, площадь зрачка увеличилась в 1,5 раза за 0,5 с. Из этого следует, что рост размеров зрачка происходил независимо от освещенности, был вызван градиентом эмоций. Расширение или сужение зрачка зависит от текущего баланса влияний симпатки и парасимпатки. В данном случае раздражение симпатического отдела вызывало расширение зрачка (при испуге), что свидетельствовало о готовности к действию. Проведенный эксперимент свидетельствует о том, что если для человека информация важна или затрагивает его внутренние интересы, то реакция зрачка превысит уровень помех, вносимых освещением или другим источником. Таким образом, важным этапом применения данного метода является установление эмоционального порога, который характеризуется «скоростью» и «частотой» вовлечения индивида в то или иное эмоциональное состояние и провоцирует действие.

Выводы

В ходе проведенных исследований было установлено:

– Под воздействием малозначимых для испытуемых тест-объектов эмоциональное состояние практически не изменяется, наблюдается незначительное изменение амплитудных характеристик пупиллограмм (максимальная дисперсия составляет $0,2Scp$). Применение тест-объекта, несущего важную для испытуемого информацию, позволяет добиться зрачковой реакции, превосходящей реакцию, обусловленную другими факторами.

Таким образом, разработанные видео- и аудио-файлы, используемые для исследования реакции зрачка на поступающую в мозг информацию, позволяют оценить устойчивость эмоционального состояния.

Это исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта 18-47-860018 p_a.

Литература

1. Hamann K.U. et al. Videopupillographic and VER investigations in patients with congenital and acquired lesions // *Ophthalmologica*. – 1979. – Vol. 178. – 348 p.
2. Stern R.M. et al. Psychophysiological recording. – Oxford University Press, USA, 2001.
3. Merritt S.L. et al. Pupil staging and EEG measurement of sleepiness // *International Journal of psychophysiology*. – 2004. – Vol. 52. – No. 1. – P. 97–112.
4. Dacey D.M. et al. Melanopsin-expressing ganglion cells in primate retina signal colour and irradiance and project to the LGN // *Nature*. – 2005. – Vol. 433. – No. 7027. – 749 p.
5. Куприянов А.С. Методы обработки и анализа пупиллограмм // *Изв. высш. учеб. завед. Приборостроение*. – 2009. – Т. 52, № 8.
6. Фоменко В.Н., Куприянов А.С. Математические модели зрачковых реакций глаза человека (пупиллограмм) // *Изв. Петерб. ун-та путей сообщения*. – 2010. – № 4.
7. Лопатинская Н.Р. и др. Дистанционная термография и анализ зрачковых реакций в диагностике первичной открытоугольной глаукомы // *Саратов. науч.-мед. журнал*. – 2012. – Т. 8, № 2.
8. Кальницкая В.Е., Погребной А.И. Бинокулярная синхронная пупиллометрия в мониторинге психофункционального состояния спортсменов высокой квалификации // *Вестник Адыг. гос. ун-та. Сер. 3: Педагогика и психология*. – 2012. – № 2.
9. Kostiuk I.R. Influence of periodontal disorders on general well being of the body. The modern methods of pharmacological treatment of apical periodontitis in permanent teeth, advantages and disadvantages (review of the references) // *Буковинський медичний вісник*. – 2014. – Т. 18, № 3. – 204 с.
10. Ершова Р.В., Варченко Н.Н., Ганькин К.А. О психофизиологических предикторах личностных свойств // *Человеческий капитал*. – 2014. – № 7. – 52 с.
11. Маддис Т.Л., Джеймс А.С. Вспомогательный метод и устройство оценки: пат. 8807753 США. – 2014.
12. Еремеев А.А. и др. Психофизиологические методы исследования психических функций человека. – 2015.
13. Бакуткин И.В., Бакуткин В.В. Возможности хромопупиллометрии в оценке функционального состояния органа зрения // *Медицина труда и промышленная экология*. – 2015. – № 9. – С. 30–31.
14. Алексейчук Л.М., Ващук О.В. Вивчення причин виникнення зорових порушень у підлітків. – Житомир, 2016. – 125 с.
15. Бакуткин В.В., Данилов А.Д. Специализированная методика исследования зрачковых реакций в гигиенической практике // *Здоровье населения и среда обитания*. – 2016. – № 9. – С. 48–49.
16. Yao G., Miles J.H., Dinalankara D.M.R. Device to measure pupillary light reflex in infants and toddlers: пат. 9314157 США. – 2016.
17. Maslova N. M. Evaluation of the reaction of the visual system of students of different age groups to a printed load with different design parameters / N.M. Maslova // *World science*. – 2017. – № 10 (26).
18. Ахметвалеев А.М., Катасёв А.С. Нейросетевая модель и программный комплекс определения функционального состояния человека // *Автоматизация процессов управления*. – 2017. – № 3. – 49 с.
19. Фоменко В.Н., Куприянов А., Ахметвалеев А.М., Катасёв А.С., Кирпичников А.П. Математическое и программное обеспечение для определения функционального состояния опьянения человека на основе нейросетевого подхода // *Вестник технол. ун-та*. – 2018. – Т. 21, № 2. – С. 124–132.
20. Математические модели зрачковых реакций глаза человека (пупиллограмм) // *Изв. Петерб. ун-та путей сообщения*. – 2010. – № 4.
21. Куцало А.Л. Пупиллометрия в качестве метода экспресс-диагностики наркотической интоксикации: дис. ... канд. мед. наук. – СПб.: ГУ Ин-т токсикологии МЗ РФ, 2004.
22. Бакуткин В.В., Данилов А.Д. Специализированная методика исследования зрачковых реакций в гигиенической практике // *Здоровье населения и среда обитания*. – 2016. – № 9. – С. 48–49.

23. Ахметвалеев А.М., Катасёв А.С. Концепция бесконтактной идентификации лиц, представляющих угрозу общественной безопасности // Вестник НЦБЖД. – 2016. – № 3. – С. 83–88.

24. Stark L.W. et al. Pupilometer with pupil irregularity detection, pupil tracking, and pupil response detection capability, glaucoma screening capability, intracranial pressure detection capability, and ocular aberration measurement capability : пат. 9402542 США. – 2016.

25. Кальницкая В.Е. и др. Индивидуальная оценка психофункционального состояния и технико-тактических действий боксеров в недельном микроцикле // Актуальные вопросы физической культуры и спорта. – 2015. – Т. 17. – С. 99–107.

26. Ахметвалеев А.М., Катасёв А.С. Нейросетевая модель определения функционального состояния опьянения человека в решении отдельных задач обеспечения транспортной безопасности // Компьютерные исследования и моделирование. – 2018. – Т. 10, № 3. – С. 285–293.

27. Дзиковская С.Г. Криминологический профайлинг: понятие и виды // Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук. – 2015. – № 4-4. – С. 93–95.

28. Зиберова О.С. Зарубежный и отечественный опыт использования профайлинга для обеспечения безопасности на транспорте // Вестник Калинин. ф-ла СПб. ун-та МВД России. – 2017. – № 1. – С. 46–49.

29. Данилина М.В. Необходимость профайлинга на воздушном транспорте // Вестник Калуж. ун-та. – 2016. – № 3. – С. 31–33.

30. Арпентьева М.Р., Брайцева С.В. Профайлинг как современная технология безопасности. – 2016.

31. Пучкова А.Н., Ткаченко О.Н., Дорохов В.Б. Специфика динамики размера зрачка в процессе работы с арифметическими задачами // Социально-экологические технологии. – 2017. – № 3.

32. Likhachev S.A., Alenikova O.A. Современные технологии диагностики вестибулярной дисфункции в невро-

логической практике // Каналы клинической и экспериментальной неврологии. – 2017. – Т. 5, № 2.

33. Schneider I.K. et al. Let's not be indifferent about neutrality: Neutral ratings in the International Affective Picture System (IAPS) mask mixed affective responses // Emotion. – 2016. – Vol. 16, No. 4. – 426 с.

34. Gong X., Wang D. Applicability of the International Affective Picture System in Chinese older adults: A validation study // PsyCh journal. – 2016. – Vol. 5, No. 2. – P. 117–124.

35. Betella A., Verschure P.F.M.J. The affective slider: A digital self-assessment scale for the measurement of human emotions // PloS one. – 2016. – Vol. 11, No. 2. – P. e0148037.

Киселева Елизавета Сергеевна

Студентка Института (НОЦ) технических систем и информационных технологий Югорского государственного университета
Эл. почта: kyndryashka@mail.ru

Бороненко Марина Петровна

Канд. техн. наук, доцент каф. физики и общетехнических дисциплин Института (НОЦ) технических систем и информационных технологий Югорского государственного университета
Эл. почта: MarinaB7@yandex.ru

Зеленский Владимир Иванович

Канд. физ.-мат. наук, доцент академии наук физики, директор Института (НОЦ) технических систем и информационных технологий Югорского государственного университета
Эл. почта: W_Selenski@ugrasu.ru

УДК 612.115.2.

Ю.Д. Сытник, Ли Линь, Ф.А. Губарев

Анализ динамики прозрачности жидкой среды методом цифровой корреляции спекл-изображений

Представлены спекл-изображения, полученные с помощью освещения контрольной плазмы когерентным светом в процессе свертывания плазмы. Анализируя полученные изображения, можно охарактеризовать процесс свертывания крови. В частности, можно определить начало и конец процесса, скорость реакции, протромбиновое время. В результате исследования выявлена возможность измерения параметров свертывания крови человека в реальном времени. Приводятся результаты сравнения времени свертывания, измеренного промышленным коагулометром «Минилаб 701» и методом корреляции лазерных спекл-изображений. Результаты экспериментов показали возможность применения данного метода для измерения времени коагуляции значительно меньших объемов плазмы.

Ключевые слова: когерентное излучение, спекл-изображение, протромбиновое время, свертываемость крови.

Лазер является источником когерентного и монохроматического излучения, которое часто используется для наблюдения за изменениями объекта. Лазерные спеклы, формируемые за счет суперпозиции волн в пространстве, образуют интерференционное пространство с различной яркостью. Фотографируя

эту область в некоторой плоскости, мы получаем спекл-изображения. Исходя из того, что спекл-изображения формируются рассеянным когерентным светом, можно говорить о том, что изменение спекл-картины соответствует изменению свойств объекта.

В последние годы специалисты в различных областях изучают корреляцию спекл-изображений как один из оптических методов исследования. Данный метод основан на анализе спекл-изображений, создаваемых отраженным от объекта когерентным излучением, и дальнейшем получении параметров для описания динамики объекта. В работах [1–8] продемонстрирована возможность измерения динамики и перемещения объектов.

Спекл-изображение в процессе наблюдения за объектом меняет свою структуру, отображая изменения объекта. Данная особенность делает возможным исследование биологических жидкостей с помощью корреляционного анализа спекл-изображений. Хорошим примером может служить кровь человека, поскольку процессы, происходящие в ней, чрезвычайно важны. С помощью методики, представленной в данной работе, возможно оценить временные характеристики свертывания крови. Если свертывание крови происходит слишком быстро или слишком медленно, это может свидетельствовать о наличии каких-либо заболеваний. Разработка быстрого и простого метода для данных измерений является актуальной задачей.

В работах [9, 10] авторы предлагают экспериментальную установку для получения спекл-картин, в обоих экспериментах используют реальную человеческую кровь с неизвестным временем свертывания.

В настоящей работе мы используем контрольную плазму с известным протромбиновым временем. Целью работы является сравнение статических параметров спекл-изображений, полученных методом лазерной спекл-корреляции, с известными характеристиками реагента.

Техника эксперимента

Реагент состоит из двух частей: контрольная плазма и реагент «Техпластин» производства фирмы «Технология стандарт», Россия. Техпластин – это растворимый тромбопластин-кальциевый реагент из кадаверного мозга, стандартизированный по международному индексу чувствительности (МИЧ) – аналог кроличьего тромбопластина. Тест разработан для анализа протромбинового времени контрольной плазмы, полученной из венозной крови. Определение времени свертывания используется для проверки протромбиновых факторов (II – протромбина, V, VII, X), а также мониторинга и лечения антикоагулянтами непрямого действия [11]. При добавлении в контрольную плазму техпластина плазма начинает образовывать сгусток, этот процесс, согласно известным характеристикам, продолжается около 13–18 с. Для подготовки реагента во флакон с техпластином добавлялось 5 мл дистиллированной воды. Флакон встряхивался и выдерживался при температуре +37 °С в течение 20 мин. Для подготовки плазмы во флакон с контрольной плазмой добавлялся 1 мл дистиллированной воды, и содержимое растворялось при комнатной температуре и легком покачивании в течение 3 мин. Разведенную плазму перед исследованием выдерживали 25–30 мин при

комнатной температуре. В процессе реакции температура поддерживалась на уровне +37 °С.

Схема эксперимента представлена на рис. 1. Луч He-Ne-лазера направляется на объект с помощью поворотного зеркала. Объем контейнера составляет 450 мкл, диаметр 7 мм. Для исследования времени свертывания плазмы объем техпластина и плазмы брался в пропорции 2:1 согласно рекомендациям. В процессе свертывания, по причине движения микрочастиц и появления сгустков в исследуемом объеме, освещающий свет рассеивается и формирует спекл-изображение. Сформированные спекл-изображения записываются цифровой камерой HiSpec FastCam 1. Размер спекл-изображения для дальнейшей обработки был выбран 400×400 пикселей. Размер пикселя камеры примерно в 10 раз меньше среднего диаметра спекла, что обеспечивает качественную регистрацию спеклов и исключает перекрывающееся размытие. Время записи 30 с достаточно для измерения протромбинового времени для нормальной и патологической плазмы.



Рис. 1. Схема эксперимента

Результаты

На рис. 2 показано спекл-изображение в процессе свертывания крови. В экспериментах камера записывала спекл-изображения с частотой 2 Гц. Анализируя изображения в программном обеспечении MatLab, получаем график процесса свертывания крови. В работе нами вычислялся коэффициент корреляции между текущим и предыдущим изображениями в серии спекл-изображений в момент процесса свертывания. Таким образом, определялась зависимость коэффициента корреляции от времени реакции. Алгоритм, по которому производился анализ изображений, описан в работах [7, 8].

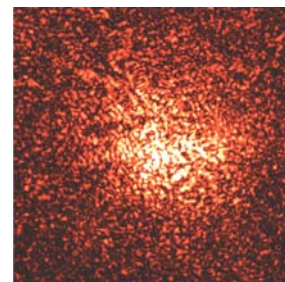


Рис. 2. Спекл-изображения во время процесса свертывания

Используя полученные диаграммы, можно определить время свертывания, а также момент его начала и окончания. На рис. 3 приведены кривые

коэффициентов корреляции для описания процесса свертывания крови для четырех образцов одного раствора. Известно, что коэффициент корреляции отражает соотношение двух спекл-картин, следовательно, указывает скорость изменения спекл-изображений за определенный период. Чем быстрее изменяются изображения, тем менее оптически плотным является объект.

В процессе коагуляции скорость изменения рассеяния света соответствует скорости процесса коагуляции. Например, хорошо видно, что после 13–18 с скорость изменения спекл-картины замедляется. После 18 с коэффициент корреляции становится больше 0,9 и стремится к 1. Это значит, в течение 13–18 с процесс коагуляции постепенно замедляется, а после 18 с почти останавливается. Результаты согласуются с известным временем свертывания (14–19 с), по инструкции [11], прилагаемой к реагентам, это говорит о том, что с помощью метода цифровой корреляции спекл-изображений возможно измерение времени свертывания с точностью, достаточной для применения в клинической практике.

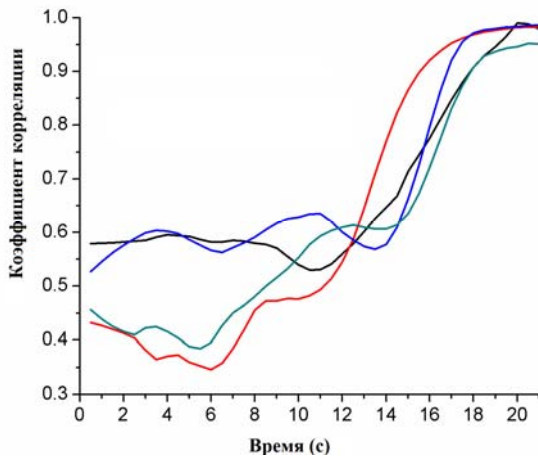


Рис. 3. Кривая зависимости коэффициента корреляции во времени

На рис. 4 приведены результаты измерения времени свертывания при разном объеме плазмы. График на рис. 4, а показывает время свертывания плазмы, измеренное оптико-механическим коагулометром «Минилаб 701», на рис. 4, б показано время свертывания, измеренное методом корреляции лазерных спекл-изображений. Как показано на рисунке, измеренные значения времени свертывания анализатором находятся в диапазоне от 11,4 до 15,3 с. Измеренные значения времени свертывания методом корреляции лазерных спекл-изображений находятся в диапазоне от 14,4 до 17,4 с (см. рис. 4, б), который на 1 с меньше, чем в первом случае, и согласуются с характерным временем свертывания 13–18 с, приведенным в инструкции [11]. Среднее значение времени свертывания при одном объеме плазмы отличается на 1,28–3,5 с в большую сторону при измерении методом корреляции лазерных спекл-изображений. Однако, сравнивая рис. 4, а и б, можно заметить, что разброс времени свертывания при одном объеме плазмы, измеренного анализатором имеет меньший

разброс по сравнению с результатами измерения методом корреляции лазерных спекл-изображений. В целом, по величине разброса по группам измерений на графике рис. 4, б, можем сказать, что погрешность измерения составляет ± 1 с. Проведенные измерения при разном объеме плазмы показали, что независимо от используемого метода, при объеме плазмы 50 мкл разброс результатов измерений самый малый. При этом наблюдается минимальная разница 1,28 с между результатами измерений, полученными разными методами. Наибольший разброс значений имеет место при объеме плазмы 25 мкл.

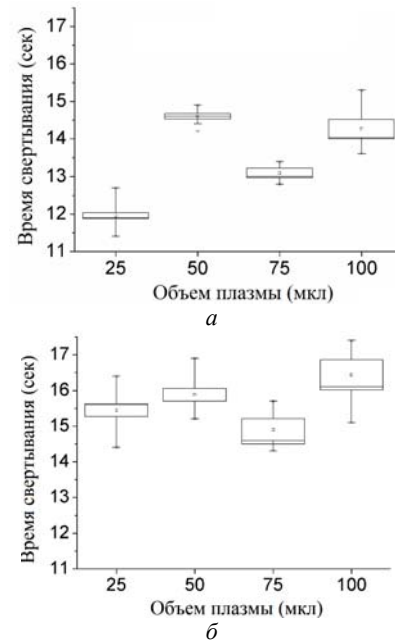


Рис. 4. Результаты измерений времени свертывания при разном объеме плазмы

Заключение

В работе показано, что метод цифровой корреляции спекл-изображений может использоваться для измерения времени свертывания крови человека. Зависимость коэффициента корреляции от времени соответствует известному протромбиновому времени контрольной сыворотки, используемой в эксперименте.

Проведены эксперименты по выявлению влияния объема плазмы на измерение времени свертывания. Согласно результатам экспериментов, оптимальный объем плазмы, используемой для анализа методом лазерной спекл-корреляции, составил 50 мкл. При использовании лабораторного анализатора объем плазмы составил 200 мкл. При использовании предложенного метода разброс значений составляет менее 2 с для конкретного объема. Расхождение между результатами измерений методом корреляции лазерных спекл-изображений и с применением оптико-механического анализатора составило 1,28–3,5 с при различных объемах проб. Полученные результаты демонстрируют возможность применения метода лазерных спекл-изображений для диагностики заболеваний системы гемостаза. В частности,

интерес представляет разработка метода и прибора для экспресс-анализа свертываемости цельной крови.

Литература

1. Khaksari K., Kirkpatrick S.J. Laser speckle contrast imaging is sensitive to advective flux // *Journal of Biomedical Optics*. – 2016. – Vol. 21, No. 7. – P. 076001-1–076001-8.
2. Kalchenko V., Brill A., Bayewitch M. Et al. In vivo dynamic light scattering imaging of blood coagulation // *Journal of Biomedical Optics*. – 2007. – Vol. 12, No. 5. – P. 052002-1–052002-4.
3. Golberg M., Fixleret D., Shainberg A. et al. Speckle-based configuration for simultaneous in vitro inspection of mechanical contractions of cardiac myocyte cells // *Journal of Biomedical Optics*. – 2013. – Vol. 18, No. 10. – P. 101310-1–101310-5.
4. Zalevsky Z., Beiderman Y., Margalit I. et al. Simultaneous remote extraction of multiple speech sources and heart beats from secondary speckles pattern // *Optics express*. – 2009. – Vol. 17, No. 24. – P. 21566–21580.
5. Wong W.O. Vibration analysis by laser speckle correlation // *Optics and Lasers in Engineering*. – 1997. – Vol. 28, No. 4. – P. 277–286.
6. Roustit M., Millet C., Blaise S. et al. Excellent reproducibility of laser speckle contrast imaging to assess skin microvascular reactivity // *Microvascular Research*. – 2010. – Vol. 80, No. 3. – P. 505–511.
7. Li L., Gubarev F.A., Klenovskii M.S., Bloskhina A.I. Vibration measurement by means of digital speckle correlation // *International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. – 2016. – P. 7490753.
8. Gubarev F., Li L., Klenovskii M., Glotov A. Speckle pattern processing by digital image correlation // *MATEC Web of Conferences*. – 2016. – Vol. 48. – P. 04003.
9. Piederrè Y., Cariou J., Guern Y. et al. Evaluation of blood plasma coagulation dynamics by speckle analysis // *Journal of Biomedical Optics*. – 2004. – Vol. 9, No. 2. – P. 408–412.
10. Patiño-Velasco M.M., Andrade-Eraso C., Vásquez-López J. et al. Blood Coagulation Measurements Using Dynamic Speckle Technique // *VI Latin American Congress on Biomedical Engineering CLAIB*. – 2014. – Vol. 49. – P. 91–94.
11. http://www.tehnologia-standart.ru/catalog/tekhplastin_test/tekhplastin_test_100_opr_.html

Сытник Юлия Дмитриевна

Студентка исследовательской школы химических и биомедицинских технологий НИ ТПУ
Эл. почта: juliasytnik55@yandex.ru

Ли Линь

Аспирант исследовательской школы химических и биомедицинских технологий НИ ТПУ
Эл. почта: wojiaolilin@mail.ru

Губарев Федор Александрович

Канд. физ.-мат. наук, доцент исследовательской школы химических и биомедицинских технологий НИ ТПУ
Эл. почта: gfaddtpu@tpu.ru

УДК 004.934.2

С.С. Харченко, Д.И. Новохрестова, Е.Ю. Костюченко

Проблема сегментации на фонемы при оценке качества произнесения слогов в рамках речевой реабилитации

Рассматривается проблема применимости стандартных методов сегментации речевого сигнала на фонемы при оценке качества произнесения слогов. В более ранних работах авторов было показано, что качество оценки повышается при работе с отдельными фонемами, однако качество выделения фонем оказывает определяющее влияние на итоговую оценку в целом. В работе исследуется характер ошибок и выявление положения проблемных фонем, обеспечивающее наименьшие проблемы при комплексировании методов их обработки в рамках оценки качества. Экспериментально показано, что наилучшие результаты достигаются при расположении фонем в начале слога.

Ключевые слова: сегментация слогов, слоговая разборчивость, качество произнесения слогов, речевая реабилитация.

Проблема оценки качества речи в рамках речевой реабилитации является актуальной ввиду высокой степени социальной значимости и отсутствия вариантов ее решения как в рамках исследований российских специалистов, так и зарубежных. Одним из средств повышения эффективности получаемых автоматизированных оценок качества произнесения слогов являются сегментация на отдельные фонемы и учет только проблемных фонем. В рамках данной работы проводится исследование применимости существующих алгоритмов сегментации при решении задачи оценки качества произнесения отдель-

ных фонем при речевой реабилитации после хирургического лечения онкологических заболеваний органов речеобразующего тракта.

Подходы к сегментации слогов

В рамках работы рассматривается контекстно-зависимая слоговая сегментация, под которой понимается, что входными данными являются звуковой сигнал и точный фонемный состав слога, который необходимо отсегментировать.

В работах [1, 2] рассматриваются методы автоматического разбиения его на участки, отвечающие отдельным звукам русской речи, и методы коррекции

отметок сегментации при заведомо известном фонемном составе рассматриваемого речевого сигнала.

В рамках данной работы была принята фонетическая классификация, в которой выделяется 4 основных вида звуков: гласные звуки, звонкие согласные звуки, глухие взрывные и части аффрикаты, фрикативные звуки. Обозначения, принятые для данной классификации, представлены в табл. 1.

Таблица 1

Принятая фонетическая классификация

Принятое обозначение	Фонетическая классификация
W	Гласный звук
C	Звонкий согласный звук
F	Фрикативный звук
P	Глухие взрывные звуки и части аффрикаты

К группе гласных звуков были отнесены: "а", "о", "у", "и", "э", "ы", "я", "а̀", "о̀", "у̀"; к группе звонких согласных: "л", "м", "н", "р", "р̀", "л̀", "й", "м", к группе фрикативных звуков: "ф", "в", "ф̀", "в̀", "с", "с̀", "з", "ш", "ж", "щ", "х"; к глухим звукам и частям аффрикаты отнесены: "п", "б", "т", "д", "к", "г", "п̀", "б̀", "т̀", "д̀", "к̀", "г̀", "ц", "ч", "ч̀". В отмеченных выше звуках, символ "̀" обозначает мягкость звука.

Описание алгоритма

В работе [1] в качестве предварительной обработки сигнала предлагается В-Н-обработка числового массива (1), (2) и трёхточечная скользящая фильтрация (3).

$$\text{if } ((s[i-1] = s[i+1]) \text{ and } (s[i] \neq s[i-1])), \quad (1)$$

$$\text{then } (s[i] = s[i-1]),$$

где and – логическое «И»;

$$\text{if } \left((s[i] = s[i+3]) \text{ and } (s[i+1] \neq s[i]), \right. \quad (2)$$

$$\left. \text{or } (s[i+2] \neq s[i]), \right)$$

$$\text{then } s[i+1] = s[i]; s[i+2] = s[i],$$

где and – логическое «И», or – логическое «ИЛИ».

$$y_i = \frac{y_{i-1} + y_i + y_{i+1}}{3}, \quad (3)$$

где y – дискретное представление речевого сигнала, $1 < i < N$, N – количество отсчетов в заданном сигнале.

Применение трёхточечной фильтрации сглаживает сигнал и позволяет уменьшить полную вариацию сигнала (рис. 1, 2). Для реализации В-Н-обработки и трёхточечной скользящей фильтрации на языке программирования С# были реализованы описанные выше методы.

Для выделения согласных [с], [ш], [ф], [х], [к], [п], [т] и их мягких аналогов, а также аффрикат [ц], [ч], произнесение которых происходит без участия голосовых связок, на этапе предобработки используется фильтрация полосовым фильтром в диапазоне частот 100–200 Гц. Программно были реализованы полосовые фильтры (рис. 3).

Далее после фильтрации для нахождения границ искомых звуков необходимо найти численный

аналог полной вариации (4) и функции, в результате возникает массив чисел, каждое из которых – это длина участка, на котором величина $W(n)$ возрастает от 0 до R , где R – размер окон в отсчетах, на которых рассматривается величина $W(n)$:

$$y_i = \frac{y_{i-1} + y_i + y_{i+1}}{3}, \quad (4)$$

где N – число отсчетов в рассматриваемом сигнале.

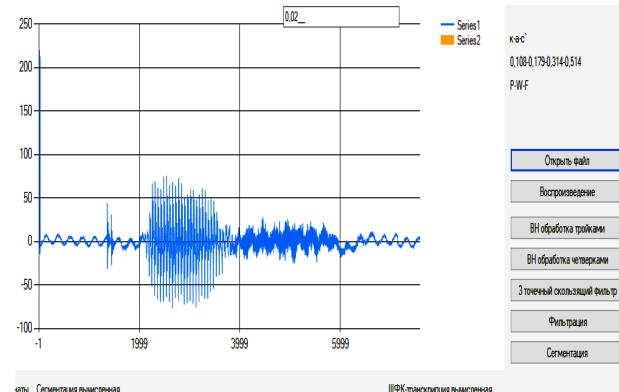


Рис. 1. Речевой сигнал, соответствующий слогу «кась»

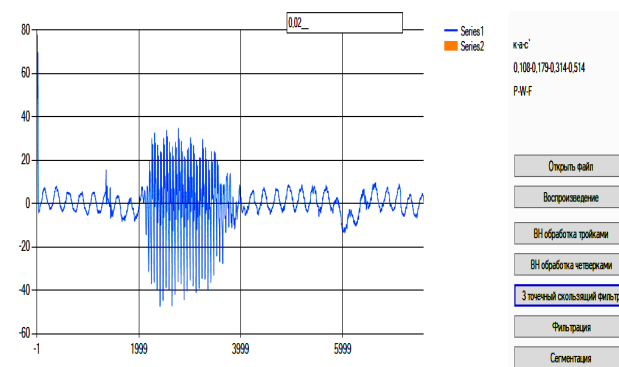


Рис. 2. Речевой сигнал, соответствующий слогу «кась», после 15-кратного сглаживания

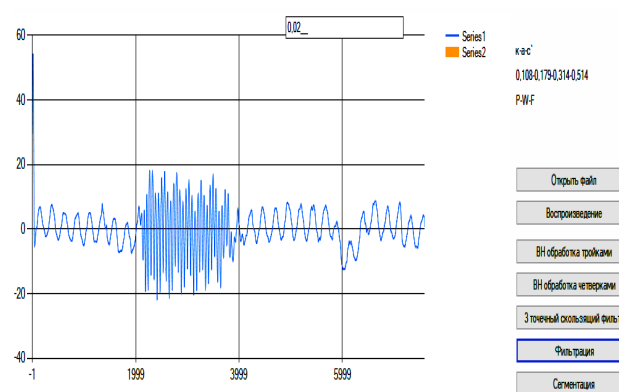


Рис. 3. Речевой сигнал, соответствующий слогу «кась», после обработки фильтром Баттерворта

Согласно [1] на сегменте шипящей величина (4) быстро растет, поэтому участки возрастания величины $W(n)$ от 0 до R коротки. На сегменте паузы ([к], [п], [т], [ф], [х] и часть аффрикаты) величина (4) растет медленно. Для различения шипящей и паузы

вводится порог p . Участки, для которых числа $N_1, N_2 - N_1, \dots$ превосходят p , относят к паузе (их объединяют и маркируют символом P), остальные – к шипящей (маркируют ее символом F). Однако в рамках контекстно-зависимой сегментации заведомо известен порядок следования звуков, и в слоге соответственно следует применять рассмотренный выше способ для выделения P и F звуков только в тех слогах, где они присутствуют.

В [1] также рассматривается способ выделения границ C звуков, который был использован в данной работе и сводится к построению аналога полной вариации и применению к нему В-Н-обработки, без использования полосовой фильтрации в отличие от нахождения P и F звуков.

На примере речевого сигнала, соответствующего слогу "кась" (рис. 4) произнесенного диктором женского пола, для $R = 256$ были получены предполагаемые границы звуков. Автоматизированно была определена следующая последовательность звуков: C-W-P-C-W-F с границами: 0,011-0,079-0,113-0,117-0,181-0,311. Однако, имея на входе не только звуковой сигнал, но и точный фонемный состав слога, можно отбросить ложные границы (C-W в начале последовательности и C в середине последовательности).

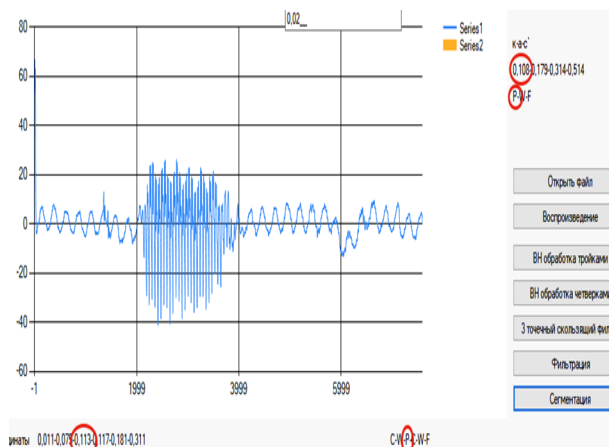


Рис. 4. Сегментация речевого сигнала, соответствующего слогу «кась»

Результаты применения алгоритма

Алгоритм был применен к речевой базе, состоящей из 90 слогов: по 5 примеров слогов на каждое расположение (в начале слога, в середине и в конце) фонем $[к]$, $[к']$, $[с]$, $[с']$, $[т]$, $[т']$. Все слоги представлены в табл. 2.

Были получены следующие обобщенные результаты:

1. Согласно алгоритму начало первой фонемы совпадает с началом звукового файла, и конец последней фонемы совпадает с окончанием звукового файла. Однако в звуковых файлах в начале и конце имеются участки тишины. Данная особенность не является критичной, но ее следует учитывать при дальнейшей работе со звуковым файлом и его сегментацией.

2. В большинстве случаев алгоритм не находит границу между двумя идущими подряд согласными перед или после гласной (к примеру, в слог «шкун»). Если требуется выделение одной из таких фонем, то данный алгоритм неприменим.

3. Правильно выделяются границы гласных, которые расположены до всех согласных, кроме $[к]$, $[к']$, $[т]$, $[т']$. В противоположном случае участок тишины перед взрывом, характерным для этих звуков, по сегментации относится к гласной фонеме. Такое деление может быть некорректно при решении некоторых задач.

Таблица 2

Таблица слогов речевой базы

[К]	[С]	[Т]	[К']	[С']	[Т']
Кась	Сось	Тыпь	Кясь	Сич	Тют
Крус	Свум	Трит	Кюй	Сёсь	Тёр
Куп	Стял	Торь	Кясть	Сюд	Типь
Касть	Сыч	Тэф	Кёт	Седь	Тюм
Кроп	Сул	Трух	Кят	Сих	Тянь
Ркат	Фсэн	Чтап	Скял	Фсен	Стял
Докт	Псун	Штай	Шкюн	Ксет	Штяй
Скат	Деал	Стыч	Фкён	Псюн	Стич
Фкон	Чсэб	Стар	Скюн	Гсех	Стяр
Шкун	Рсат	Чтуп	Шкет	Дсял	Чтех
Няк	Дыс	Бят	Викь	Плись	Пость
Ёк	Гыс	Пут	Някь	Нысь	Чать
Фек	Здес	Тют	Фекь	Сось	Шеть
Вик	Ныс	Трит	Плакь	Шись	Мять
Плык	Гос	Фёт	Фокь	Кась	Луть

Также были получены следующие результаты для отдельных записей слогов. Для слога «к`аст`» согласно сегментации протяженность фонемы «а» в три раза меньше, чем на самом деле. Такая ошибка получилась только для одной записи.

Для записей слогов «псун», «пут», «стич» алгоритм сегментации выдал только 1 границу, которая не является ни одной из границ фонем в этих слогах. То есть для этих записей алгоритм сегментации не дал результата.

Заключение

Из вышеописанного можно сделать вывод, что данный алгоритм сегментации применим для решения следующих задач:

- выделение границ гласной в слог;
- выделение согласной в начале слога при расположении гласной сразу после согласной;
- выделение согласного в конце слога при расположении гласной перед согласной, однако при решении данной задачи необходимо учитывать особенность, описанную в п. 3 обобщенных результатов.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, проект «Восстановление речевой функции с использованием технических методов и математического моделирования у больных раком полости рта и ротоглотки после хирургического лечения», № 1615-00038.

Литература

1. Бурибаева А.К. Сегментация и диффонное распознавание речевых сигналов / А.К. Бурибаева, Г.В. Дорохина, А.В. Ниценко, В.Ю. Шелепов // Труды СПИИРАН. – 2013. – № 31. – С. 20–42.
2. Шелепов В.Ю. Сегментация речевого сигнала, соответствующего заранее известному слову / В.Ю. Шелепов, А.В. Ниценко // Искусственный интеллект. – 2014. – № 4. – С. 202–207.
3. Haykin S. Adaptive Filter Theory. – 4rd Edition. – Prentice-Hall, NJ: Prentice-Hall, 2001.
4. Nicole R. Title of paper with only first word capitalized // J. Name Stand. Abbrev., in press.

Харченко Сергей Сергеевич

Канд. техн. наук, мл. науч. сотр. лаб. ЛМБИ ТУСУРа
Эл. почта: ss.kharchenko@gmail.com

Новохрестова Дарья Игоревна

Аспирант каф. КИБЭВС ТУСУРа
Эл. почта: devijas@yandex.ru

Костюченко Евгений Юрьевич

К-т техн. наук, мл. науч. сотр. лаб. ЛМБИ ТУСУРа
Эл. почта: key@keva.tusur.ru

Секция 11

ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА

Председатель секции – *Задорин Анатолий Семёнович, д.ф.-м.н., профессор каф. РЗИ*

УДК 004.932.2

А.А. Аллаберганов, М.Ю. Катаев

Многофункциональный исследовательский комплекс решения задач анализа текстовой информации

Приводится описание приборного комплекса, позволяющего получать изображения текста, обрабатывать их и анализировать. Целью работы является автоматизация процессов измерения, анализа и сопоставления графической текстовой информации для решения задач экспертизы в исследовательской криминалистической деятельности. Это позволит обеспечить данное направление новым видом решений и качеством информационных услуг. Представлены описание измерительной установки и основные ее показатели. Показан пример решения криминалистической экспертизы при анализе чековой информации.

Ключевые слова: изображение, текст, методики анализа, распознавание, выявление и обработка, сравнение, наложение, зоны спектра.

Входной информацией в системах электронного документооборота, экспертизы, контроля и других приложений могут быть не только документы с печатным текстом, но и рукописные документы. Исторически большое количество рукописных документов создавалось в научной сфере, поэтому ее необходимо перевести в электронный вид, чтобы не потерять знания. Несмотря на то, что задача получения изображений и распознавания текста (РТ) известна с начала 70-х годов, до сих пор имеются как теоретические, так и практические проблемы, связанные с огромным многообразием языков и типов написания символов и текста. На сегодняшний день известно множество методик и алгоритмов, решающих задачу РТ достаточно быстро и эффективно (точность распознавания текста выше 90%). Для многих из известных методик входными данными являются изображения, полученные со сканера, цифрового фотоаппарата, спектрометра или других цифровых устройств. Таким образом, задача получения изображения текста, обработки изображений и распознавания (машинописного или рукописного) текста является актуальной и востребованной в различных сферах практической деятельности.

Предметом исследования в данной работе является криминалистический анализ документов, биологических объектов, предметов археологии или искусства и т.д. Цель исследований связана с повышением точности идентификации изучаемых объектов. Для достижения указанной цели необходима разработка новых методик, способов исследования, повышающих качество анализа.

Текстовая информация имеет важные отличительные особенности, так как состоит из нескольких

частей: текстовой информации (характеристики – шрифт, чернила) и подложки (бумага или другой носитель). Изображение текстовой информации может быть монохромным (бинарным, однобитовым) или цветным (RGB), или полученным в ином участке спектра (например, инфракрасном). Эти особенности позволяют выделять на изображении текстовую информацию при помощи соответствующих математических алгоритмов. Выделение шрифта, типа чернил связано с задачей определения лица, написавшего текст (напечатанного), временем печати, местом печати и др.

Краткое описание установки

Криминалистический многофункциональный комплекс (КМК) представлен на рис. 1.

При этом все упомянутые микроскопы установлены с возможностью изменения своего вертикального и горизонтального положения, поворота на 360° по вертикальной и горизонтальным осям и изменения угла осмотра исследуемого объекта, а световые фильтры, излучатель белого света, инфракрасный излучатель и ультрафиолетовый излучатель установлены с возможностью изменения своего вертикального и горизонтального положения, а также изменения угла освещения исследуемого объекта.

Исследовательская установка, разборно-сборная с возможностью переносного действия, содержит силовой каркас с изменениями своего положения порога и установленные на силовом каркасе: 1 – цифровой промышленный видеомикроскоп-камера; 2 – видеоинспекционный промышленный микроскоп-камера; 3 – микроскоп-камера предварительно просмотра с переменным фокусным расстоянием; 4 – микроскоп-эндоскоп-камера; 5 – ультрафиолето-

вый излучатель «УФ 365 NM»; 6 – ультрафиолетовый излучатель «УФ 395 NM»; 7 – излучатель белого света «Белый А волны (луч)»; 8 – инфракрасный излучатель «ИК в зонах 850 NM»; 9 – инфракрасный излучатель «ИК в зонах 940 NM»; 10 – косопадающие световые фильтры с гаммой разных цветов.

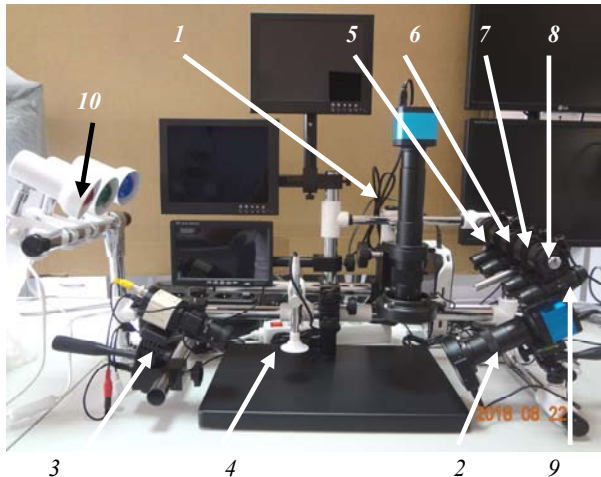


Рис. 1. Криминалистический многофункциональный видеомикроскопический спектральный комплекс

Приборы в комплексе (КМК) работают, как независимо друг от друга, так и в комплексе как единая система. Приборы работают в области видимого спектра, фотографируя и выполняя увеличение, в нужный момент можно при видеозахвате перенести изображение на любой монитор и сделать наложение на другой объект исследования, при этом настраивать прозрачность объектов сравнения. Криминалистический многофункциональный комплекс разбирается полностью в течение 3 мин и собирается в течение 10 мин (масса до 12 кг).

Полученные результаты

В результате примера приведем исследование очередности нанесения реквизитов (рис. 2).

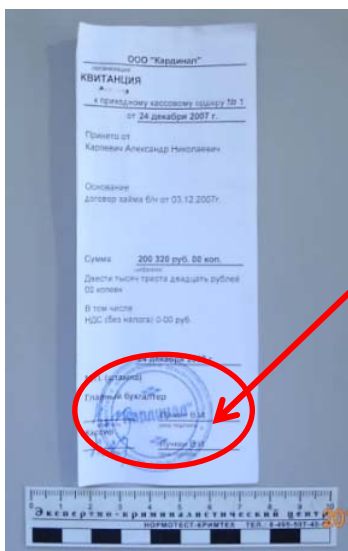


Рис. 2. Пример изображения чековой информации, имеющей плохое качество печати

Для этого выбран чек, на котором есть печать и подписи. Какая из подписей сделана первой и когда нанесена печать, выясняется с помощью обсуждаемого КМК. Одной из форм нанесения информации на бумагу является использование того или иного красящего вещества, и каждое из них обладает свойствами, которые помогут в данном исследовании. Другой формой является нажатие ручкой на бумагу, при написании, что оставляет след (глубина и ширина), который можно зафиксировать.

Заключение

Многофункциональный исследовательский комплекс проводит исследование одновременно в трех и более ракурсах с изменением своего положения. Микроскопическому исследованию и в зонах спектра подлежат большие крупногабаритные предметы (включая труднодоступные зоны), исследование за пределами зоны комплекса. Криминалистический комплекс может заменить целую лабораторию, включающего в себя оборудование разного направления и профиля.

Литература

1. Фомин Я.А. Распознавание образов: теория и практика. – 3-е изд., доп. – М.: ФАЗИС. – 2014. – 460 с.
2. Журавлев Ю.И. Распознавание. Математические методы. Программная система. Практические применения / Ю.И. Журавлев, В.В. Рязанов, О.В. Сенько. – М.: ФАЗИС, 2006. – 176 с.
3. Местецкий Л.М. Математические методы распознавания образов. – М.: МГУ, ВМиК, 2002. – 85 с.
4. Фаворская М.Н. Модель распознавания изображений рукописного текста / М.Н. Фаворская, А.Н. Горюшкин // Вестник Сиб. гос. аэрокосмического ун-та им. акад. М.Ф. Решетнева. – 2008. – № 2 (19). – С. 52–58.
5. Фан Н.Х. Распознавание печатных текстов на основе применения вейвлет-преобразования и метода главных компонент / Н.Х. Фан, Т.Ч. Буй, В.Г. Спицын // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2012. – Т. 321, № 5. – С. 154–158.
6. Андреев С.В., Бондаренко А.В., Горемычкин В.И., Ермаков А.В., Желтов С.Ю. Исследование подходов к построению систем автоматического считывания символьной информации. Препринт ИПМ им. М.В. Келдыша, РАН, № 44. – 2003. – 18 с.
7. Madhvanath S. The Role of Holistic Paradigms in Handwritten Word Recognition. / S. Madhvanath, V. Govindaraju // Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 2001. – № 23(2). – P. 149–164.

Аллаберганов Ахмеджан Атаханович
Аспирант каф. ССУ ТУСУРа
Эл. почта: nsk-kapital@mail.ru

Катаев Михаил Юрьевич
Д-р техн. наук, профессор каф. АСУ ТУСУРа
Эл. почта: kmy@asu.tusur.ru

УДК 628.9

А.Д. Парфенова, Ю.С. Андреев, Ю.В. Михайлова, Ю.Ю. Смирнов

Разработка светодиодного информационного табло (светодиодный светофор)

Описана разработка двух прототипов светодиодного светофора, имеющего функции вывода различных знаков и символов, в том числе текстовых. Показаны актуальность данного исследования и возможность практического применения опыта по усовершенствованию устройств данного типа. Выделяются и подробно описываются ключевые этапы разработки, а также детально представлен алгоритм создания макетов приборов.

Ключевые слова: светодиодный светофор, светодиод, светофор, умные устройства.

Светофор как световой прибор, регулирующий движение разных видов транспорта и пешеходов, известен человечеству на протяжении многих десятилетий. Первый в истории светофор был установлен в декабре 1868 г. С тех пор и сама конструкция прибора и технологии его изготовления претерпели существенные изменения. На смену электрическим светофорам в конце прошлого столетия пришли их более современные модели. Десятки разных видов и типов сменились за все это время, и в данный момент основным является трехцветный светодиодный светофор.

Использование светодиодных матриц вместо ламп накаливания или центрального источника света на основе сверхярких светодиодов в светосигнальных устройствах позволяет не только улучшить их светотехнические параметры, существенно увеличить срок службы и снизить общие затраты, но и перейти также к следующему поколению устройств данного типа – поколению интеллектуальных светосигнальных устройств.

Идея создания подобного светодиодного светофора легла в основу нашей работы. Все мы порой стоим некоторое время перед светофором в ожидании зеленого сигнала, но не все могут точно рассчитать оставшееся время для ожидания или же окончания движения. Ведь зачастую на многих светофорах нет цифр, или же они маленькие, и их непросто разглядеть. Мы считаем, что светодиодный светофор является актуальным проектом в наше время и имеет значительный потенциал увеличения функциональности и модернизации. Результаты нашего проекта могут быть применены и для создания других подобных устройств, которые по типу нашего будут иметь все функции «умного» светофора.

Таким образом, целью нашего проекта является создание светодиодного светофора, функции которого не будут ограничиваться выведением трех основных цветов. Светодиодный светофор должен быть «умным» и иметь функцию для вывода разных символов, знаков или же текста, при этом поддерживать интеграцию в различные световые системы. Нами было принято решение выполнить разработку двух прототипов системы: прототип 1 – конструкция и программа оптимизированы для реализации задач «умного» прибора и имеют функцию для вывода разных символов, знаков или же текста, прототип 2 – оптимизировано подключение к системам цифрового управления освещением (например протокол

DALI), что существенно упрощает горизонтальное и вертикальное масштабирование системы.

По данной тематике опубликовано несколько работ, результаты которых нами были проанализированы. Также нами были проанализированы публикации об отдельно взятых компонентах, их применении и использовании, проанализированы плюсы и минусы данных компонент. Нами были сформулированы технические требования и была рассмотрена наша система по отношению к аналогам: пешеходные светофоры [4], примерная стоимость которых составляет 7500–19000 руб., имеющие 2 секции и анимацию обратного отсчета; светофор [5], стоимостью примерно 600 руб., сделанный на основе микроконтроллера PIC16F84A, имеющий 3 секции; светофор [6] стоимостью 1200 руб., сделанный на основе микросхемы K555IE5, имеющий 3 секции. В табл. 1–3 приведено сравнение нашего светофора с пешеходным светофором.

Таблица 1

Технические характеристики систем

Наша система (прототип 1)	Наша система (прототип 2)	Дорожный светофор	Пешеходный светофор
3 сектора для светодиодов 15×15 см. Матрица 9×9 из RGB-светодиодов в каждом секторе. Arduino Micro Pro 3 части по 2×200×200 мм. Прозрачное крашеное оргстекло. Питание: 5 В, 12 А	Блок питания: вход: 220 В AC; выход: 12 В, 1,3 А DC; Светодиодная лента: U = 12 В I = 0,8 А/м Arduino nano: U = 12 В I = 0,02 А	Красный: I = 0,14 А × ×2 = 0,28 А, U = 6 В. Желтый: I = 0,14 А × ×2 = 0,28 А, U = 6 В. Зеленый: I = 0,14 А × ×2 = 0,28 А, U = 9 В	Красный: I = 0,12 А × ×2 = 0,24 А, U = 6 В Зеленый: I = 0,08 А × ×3 = 0,24 А, U = 9 В

Таблица 2

Преимущества применения светодиодного информационного табло по сравнению с пешеходным светофором

Пешеходный светофор	Наша система (прототип 1)
Стоимость около 7500 руб.	4500 руб.
1 режим работы (светофор)	2 режима работы (светофор, инф. табло)
Размер сектора 20 см	15 см
Масса 15 кг	0,4 кг
3 цвета	255×255×255 цветов у каждого светодиода

Таблица 3
Смета затрат прототип 1 (в ценах 2018 г.)

Компонент	Цена (руб.)
Arduino Micro Pro	590
Адресуемая СД-лента (5 м)	1600
PS-65-5 5В. 12А. 60Вт	1000
Оргстекло, резка	1187
Итого	4377

Проанализировав данную информацию, мы определили этапы создания проекта. Этапы проекта представлены в табл. 4.

Таблица 4

Этапы реализации проекта	
№	Этап
1	Составить технологическое задание
2	Сформулировать требования к системе
3	Сформулировать требования качества
4	Сформулировать функциональные требования
5	Разработать макет проекта
6	Разработать макет внутренних составляющих проекта
7	Разработать программу управления
8	Описать способ создания макета
9	Описать способ создания макета внутренних составляющих проекта
10	Описать логику работы проекта
11	Реализовать создание макета много светодиодного светофора
12	Реализовать создание макета внутренних составляющих
13	Реализовать программу
14	Тестирование проекта
15	Отслеживание и исправление ошибок

При выполнении данного проекта уделено внимание на выявленные особенности разработки приборов подобного класса, которые призваны помочь избежать ошибок при разработке аналогичных приборов. Следует иметь запас электронных компонент в случае выхода из строя каких-либо при тестировании, при создании макета для светодиодного светофора, необходимо сразу расставить все светодиоды по их порядку, чтобы знать точные размеры. Следует также увеличить размеры светодиодного светофора на несколько миллиметров, чтобы избежать проблем, которые могут возникнуть в связи с нехваткой места и несоответствием размеров компонент. Разработку и тестирование кода программы управления необходимо провести до начала полной сборки, чтобы оградить проект от возможных последствий деятельности ошибочного кода. Также стоит протестировать программу несколько раз.

Основная часть проблем на первых этапах была связана с низким качеством части заказанных компонентов, а также несоответствие фактических размеров компонентов заявленным. Для прототипа 1 нами были проведены моделирование и разработка макета устройства в программе CorelDraw 18 (рис. 1).

Для прототипа 2 был разработан макет в программе Multisim (рис. 2).

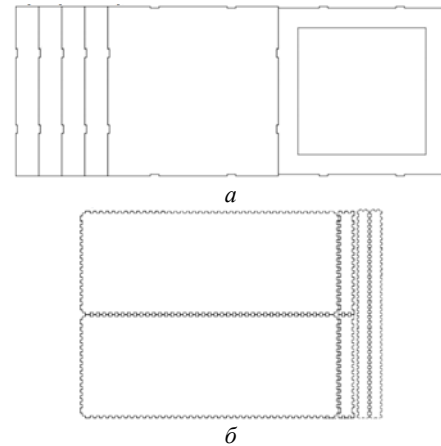


Рис. 1. Макет устройства прототип 1: а – первая версия, 1 сектор; б – вторая версия вся конструкция)

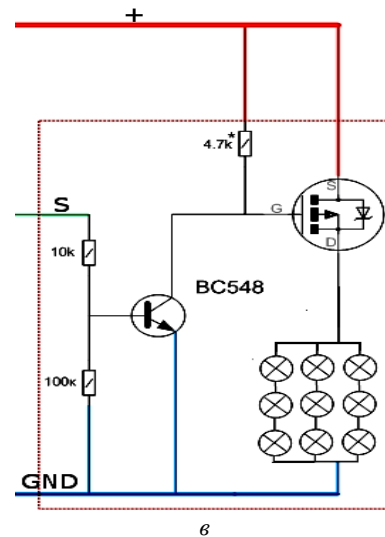
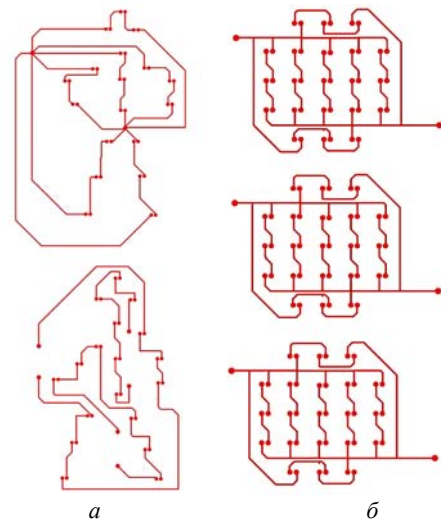


Рис. 2. Структура системы прототип 2: а, б – платы со светоиндикацией; в – контроллер

Разработка макета в программе Multisim заняла меньшее время, показала большую эффективность, полученный макет готов к разводке на печатной плате, проверены рабочие параметры электронной схемы.

Общий вид устройства прототипа 1 представлен на рис. 3, 4.

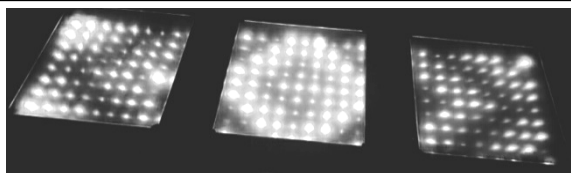


Рис. 3. Светофор, представленный на фестивале «Соляной городок» в 2018 г., в режиме информационного табло

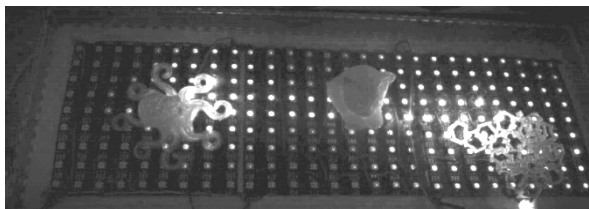


Рис. 4. Светофор, представленный на фестивале «EasyFest» в 2018 г., в режиме ожидания

Внешний вид прибора прототипа 2 представлен на рис. 5.



Рис. 5. Внешний вид прибора

В результате проделанной работы было разработано два прототипа светодиодных светофоров, соответствующих заявленным параметрам, которые были сформулированы при постановке цели и задачи данного проекта: светодиодные светофоры с программируемыми функциями для вывода различных знаков, букв и символов и оптимизированные для интеграции в цифровые системы управления освещением.

УДК 614.8.084

Р.Р. Габдрахимова, Е.С. Киселева

Оптоэлектронная система контроля психофизических параметров

Осуществлена попытка создания оптоэлектронной системы контроля кожно-гальванической реакции человека на базе Ардуино и сопоставления результатов со зрачковой реакцией на внешний раздражитель.

Ключевые слова: аппаратная платформа Ардуино, тест-объект, видекамера, кожно-гальваническая реакция.

В последнее время научно-технический прогресс позволяет широко использовать в быту высокотехнологичные электронные средства. Уже почти все иностранные компании используют биометрию не только в сотовых телефонах, но и создают специальные устройства, отслеживающие, распознающие и собирающие данные об испытываемых человеком

эмоциях в течение дня. Установленное на мобильный телефон приложение предлагает соответствующие собранным данным рекомендации, способствующие выработке у пользователя полезных привычек и положительных эмоций. Сенсоры успешно мониторят несколько физиологических параметров: пульс, кожно-гальванические реакции (КГР), темпе-

В ходе эксперимента были проанализированы и выбраны оптимальные способы для практического воплощения идеи создания «умного» светофора. Данный материал может быть полезен для использования в качестве руководства по изготовлению светодиодного светофора в студенческих лабораториях и на производстве, а также обучающего материала в дополнительном образовании студентов технических вузов.

Литература

1. Луизов А.В. Глаз и свет. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд. – 1983.
2. Физическая энциклопедия: в 5 т. Гл. ред. А.М. Прохоров. – М.: Советская энциклопедия. 1983.
3. Рябец Я.В. Что нужно знать о светодиодных светофорах // Світло Люкс. – 2013. – № 3. – С. 38–39.
4. Светофоры [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.optimaservis.ru/svetofor/>
5. Как самому сделать светофор [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.mastervintik.ru/svetofor-svoimi-rukami/>
6. Светофор своими руками [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.drive2.ru/b/288230376151904133>

Парфенова Алина Денисовна
Студентка ун-та ИТМО
Эл. почта: alinarparfenon@mail.ru

Андреев Юрий Сергеевич
Студент ун-та ИТМО
Эл. почта: yuga.andreev.98@mail.ru

Михайлова Юлия Витальевна
Студентка ун-та ИТМО
Эл. почта: Julv1t@yandex.ru

Смирнов Юрий Юрьевич
Канд. техн. наук, ассистент каф. световых технологий и оптоэлектроники ун-та ИТМО
Эл. почта: yuri.smirnov@bk.ru

ратуру кожи, а алгоритмы системы переводят биологические сигналы на «язык» эмоций. Несмотря на широкое распространение биометрии, остаются нерешенными множество проблем. Одним из спорных вопросов является определение эмоционального состояния человека по размеру зрачков.

Целью работы является создание системы контроля кожно-гальванической реакции человека, базируемой на аппаратной платформе Arduino, и проведение экспериментов по установлению наличия на один и тот же внешний тест-объект как зрачковой, так и кожно-гальванической реакции.

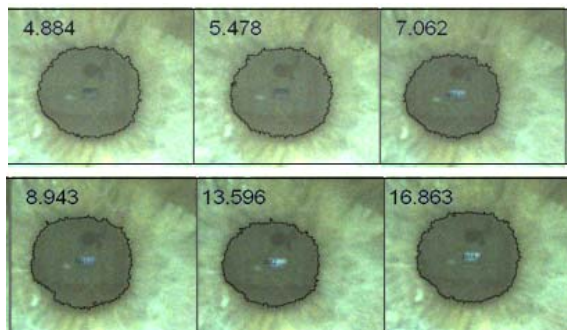
Экспериментальная установка

В процессе реализации поставленных задач была собрана оптоэлектронная система (ОЭС), представленная на рис. 1, а. Аппаратная часть ОЭС включает:

- датчик Galvanic Skin Response Sensor (GSR – Sweating), измеряющий сопротивление между двумя точками;
- видеокамеру T7 Astro Camera Astronomical Astronomy Planetary High Speed Electronic Eyepiece Telescope Digital Lens for Guiding Astrophotograp, режим видеосъемки 30 fps, объектив микроскопа с оптическим увеличением 1X-100X;
- специально разработанный шлем, создающий жесткую координатную связь между видеокамерой и головой;
- аппаратную платформу Ардуино UNO R3.



а



б

Рис. 1. Экспериментальный стенд – а; изменение размеров зрачков при просмотре видеозаписей – б

Изображения анализировали в свободно распространяемой программе FiJi. FiJi – это усовер-

шенствованный и дополненный дистрибутив ImageJ, объединяющий множество плагинов, которые облегчают научный анализ изображения.

Процесс видеосъемки осуществляли при минимизации влияния освещенности от тест-объекта (с учетом его цвета) на размер зрачков. В качестве тест-объекта использовали видеозаписи аварий, выставленных пользователями интернета в общий доступ. Типичный результат отклика зрачка на подобный тест-объект представлен на рис. 1, б.

Тестирование оптоэлектронной системы контроля психофизических параметров проводили на группе старшей возрастной категории (45–50 лет), в дальнейшем планируется расширить возрастную диапазон и увеличить статистику. Болезни глаз у людей отсутствовали. Расстояние между монитором и глазом 2 м. Уровень интенсивности эмоционально окрашенных видеофайлов по шкале от 1 до 10 не превышает 4, где 10 – самая сильная эмоция, которая только может быть. Контроль освещенности осуществлялся по оттенку кожи испытуемого (в шкале серого, нормированного по среднему значению).

Синхронизация работы осуществлялась путем установки одинакового времени на всех устройствах собранной оптоэлектронной системы.

Обсуждение полученных результатов

Измерение кожно-гальванической реакции было основательно доработано в 1963 г. (Zyerina, Skoril, Saurek). Учеными было установлено, что скорость распространения КГР в верхних конечностях составляет 154,9 см/с, а в нижних – 71,6 см/с. На этом основании был сделан вывод, что за возникновение КГР отвечают обменные процессы. Таким образом, прохождение КГР не зависит от выделительных процессов (выделение пота) из-за их большой инерционности (Wilcott, 1957).

Также установлено, что КГР является достоверным индикатором организма на новизну раздражителя (Соколов Е.Н., 1962), существует прямая связь между величиной раздражителя и амплитудой (Мясищева В.Н., 1936), установлена обратная зависимость между вероятностью появления сигнала и величиной кожно-гальванической реакции (Зингерман А.И., 1967). Все эти выводы дают основание, что КГР является суммарным биологическим эффектом, характер которого определяется функциональным состоянием большого количества органов и тканей организма и позволяет в отдельных случаях довольно тонко анализировать психофизиологические реакции. Поэтому для подтверждения того, что изменение размеров зрачков обусловлено эмоциональным состоянием человека, пупиллограммы сравнивались с результатами КГР.

Фазическая составляющая КГР появляется в ответ на короткий ситуационный раздражитель. Чем более неожиданным является раздражитель, тем больше амплитуда реакции. Именно на такую реакцию и рассчитаны тест-объекты. При длительной записи (более 2 мин) КГР можно наблюдать вторую составляющую – тоническую. Пример полученных графиков КГР приведен на рис. 2. В данном случае

зарегистрирована фазическая составляющая, так как процесс скоротечный, имеет как положительную, так и отрицательную фазу.

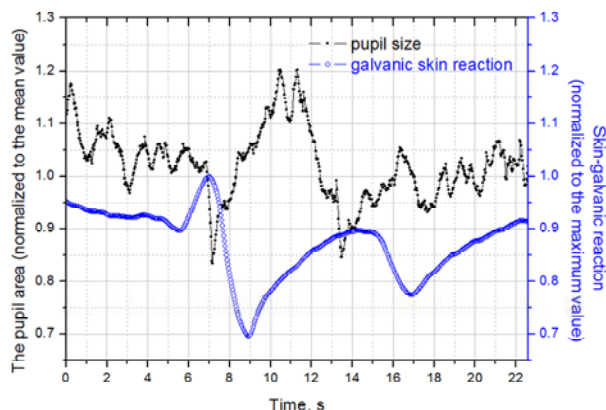


Рис. 2. Пупиллограмма (верхний график) и фазическая составляющая кожно-гальванической реакции (нижний график)

На графиках области резкого изменения регистрируемых параметров совпадают. Испытуемый подтвердил, что эмоциональный отклик испытывал при просмотре видеозаписей на остросюжетных моментах, по времени совпадающих с временами экстремумов на графиках. Следовательно, изменения размеров зрачка происходило по причине испытываемой эмоции. Однако не у всех индивидов одинаковая эмоциональная реакция на один и тот же тест-объект. Поэтому необходимо разрабатывать специфические тест-объекты, позволяющие с помощью подобной оптоэлектронной системы контроля выявлять нестабильность психофизического состояния человека.

Выводы

Для осуществления контроля психофизического состояния человека была собрана оптоэлектронная измерительная система. После проведенных исследований было установлено:

- ОЭС позволяет зарегистрировать изменения амплитудных, временных и скоростных параметров зрачков под воздействием тест-объектов;
- регистрируемая КГР имеет сложную структуру, бывает сильно зашумлена, поэтому необходимы дополнительные исследования и набор статистики. Однако полученные графики КГР удастся сопоста-

вить с пупиллограммами и привязать к источнику эмоционального импульса.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта 18-47-860018 p_a.

Литература

1. Дзиковская С.Г. Криминологический профайлинг: понятие и виды // Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук. – 2015. – № 4-4. – С. 93–95.
2. Зиберова О.С. Зарубежный и отечественный опыт использования профайлинга для обеспечения безопасности на транспорте // Вестник Калинин. ф-ла СПб. ун-та МВД России. – 2017. – № 1. – С. 46–49.
3. Данилина М.В. Необходимость профайлинга на воздушном транспорте // Вестник Калуж. ун-та. – 2016. – № 3. – С. 31–33.
4. Арпентьева М.Р., Брайцева С.В. Профайлинг как современная технология безопасности. – 2016.
5. Пучкова А.Н., Ткаченко О.Н., Дорохов В.Б. Специфика динамики размера зрачка в процессе работы с арифметическими задачами // Социально-экологические технологии. – 2017. – № 3.
6. Likhachev S.A., Alenikova O.A. Современные технологии диагностики вестибулярной дисфункции в неврологической практике // Каналы клинической и экспериментальной неврологии. – 2017. – Т. 5, № 2.
7. Schneider I.K. et al. Let's not be indifferent about neutrality: Neutral ratings in the International Affective Picture System (IAPS) mask mixed affective responses // Emotion. – 2016. – Vol. 16, No 4. – 426 c.
8. Gong X., Wang D. Applicability of the International Affective Picture System in Chinese older adults: A validation study // PsyCh journal. – 2016. – Vol. 5, No. 2. – P. 117–124.
9. Betella A., Verschure P.F.M.J. The affective slider: A digital self-assessment scale for the measurement of human emotions // PloS one. – 2016. – Vol 11, No. 2. – P. e0148037.

Габдрахимова Регина Радиковна

Студентка 4-го курса Ин-та (НОЦ) технических систем и информационных технологий
Югорского государственного университета
gabdrakhimova_regina@mail.ru

Киселева Елизавета Сергеевна

Студентка 2-го курса Ин-та (НОЦ) технических систем и информационных технологий
Югорского государственного университета
kyndryashka@mail.ru

УДК 621.397.43

С.Б. Кокабаева, Н.Д. Хатьков

Определение деформаций объекта дистанционным методом

Описываются экспериментальные исследования напряженно-деформированного состояния металлической трубки, овладение методикой обработки изображения на программной среде Scilab, обнаружение искривления деформированной металлической трубки, исследование алгоритма поиска деформации на тестовом объекте.

Ключевые слова: деформированная трубка, обработка изображения, фотограмметрия, система координат, пространственная фильтрация, Scilab.

Исследование зданий и конструкций является основной частью комплекса работ по мониторингу их технического состояния. При исследовании должны быть определены настоящая несущая способность и эксплуатационная приспособленность строительных сооружений и оснований с намерением применения этих сведений при подготовке работы реконструкции. Кроме того, должен идти поиск наилучшего варианта строительно-планировочного заключения, метода возможного расширения опорных сооружений с учетом его технологичности, снабжения наименьшего количества расхода трудовых, денежных ресурсов и времени на реализацию проекта по реконструкции.

Заметное место в нынешней практике технических работ занимает определение деформаций конструкций и спецсооружений, ведь ни одно строительство не обходится без определения деформаций, а в течение стройки более крупных конструкций наблюдения могут вестись весь этап эксплуатации, ведь от общего количества происходящих деформаций зависят их устойчивость и обычный порядок инженерной работы. Но при этом трудность и величина наблюдений, спрос к тщательности их производства увеличиваются с каждым годом.

Для обеспечения сегодняшних условий используются специальные способы и приспособления измерений, основанные на итоговых достижениях техники и науки. Своеобразие наблюдений за деформациями разрешает, а порой и нуждается в использовании автоматизированных систем и измерителей.

Для мониторинга и технической интерпретации итогов наблюдений широко используются способы обработки изображений.

Целью работы является разработка алгоритма поиска деформации трубки на цифровом цветном изображении, а также исследование алгоритма поиска деформации на тестовом объекте.

Фотограмметрическая обработка изображения

Дистанционный метод – это метод приобретения данных об удаленных объектах без прямого контакта с ними. Бесконтактная передача данных возможна благодаря натурально существующим или искусственно порождающимся силовым полям, которые распространяются между приемником-антенной (чувствительным датчиком) и изучаемым объектом (целью). Электромагнитное излучение относится к главным используемым силовым полям. При регулировании приемника на фиксированные излучения на системе датчиков определяется, отображается состояние радиации, излучающейся от объекта исследования, и такие изображения можно проанализировать.

Фотографические съемочные системы имеют следующие преимущества:

- изображение передает аналоговый образец снимаемого объекта;
- довольно разборчивая пропорциональность цвета на снимке объекта;

- достаточно исследован фотографический процесс;

- фотоматериал включает в себе достаточно устойчивые характеристики и качества;

- высокий уровень разрешающей способности;

- фотограмметрия предоставляет возможность найти по снимкам изучаемого предмета его форму, размеры и пространственное место в заданной системе координат, а также его площадь, объем, разные сечения на момент съёмки и изменения их размеров через заданный интервал времени;

- по снимкам предмета можно определить числовые данные о нём такой величины, какой практически невозможно достичь при прямых и непосредственных измерениях;

- цифровую и графическую информацию о предмете можно произвести, не вступая с ним в контакт, когда объект недоступен для человека или находится в месте, опасном для его жизни;

- оператор-фотограмметрист находится в благоприятных для человека комнатных условиях.

С учётом этого фотограмметрию применяют в разных отраслях науки, техники и производства.

Разработка алгоритма поиска деформации трубки

Целью экспериментальных исследований является анализ деформированной металлической трубки диаметром 8 мм, исследование механизма инициации и развития вмятин, возникающих при статическом взаимодействии трубки с твердыми телами.

План исследований:

- Иницировать вмятины на трубках и определить их геометрические характеристики.

- Снять на цифровой фотоаппарат с размером изображения не менее 8 Мп деформированную металлическую трубку.

- Сделанный рисунок обработать на программе Scilab с помощью модуля IPD.

Цифровые изображения получают либо цифровым аппаратом, либо сканируют рисунки, приобретенные аналоговым методом. Цифровая камера имеет строение, подобное фотокамере, только в плоскости прикладной рамки есть матрица ПЗС (прибор с зарядовой связью). Эта матрица состоит из микроэлементов, получающих световую энергию. Дальше световая энергия изменяется в цифровой двоичный код. Цифровое изображение – это матрица чисел, каждый элемент которой присваивает значения яркости объекта на стороне. На цифровых изображениях координаты определяются в пикселях, а значит, точность определений будет обусловлена величиной пикселя. Размер пикселя – решающая способность цифрового изображения.

Цифровое изображение является редкой формой записи данных об объекте и имеет наивысшие, чем фотоизображение, метрические характеристики. Действительно, при приобретении цифрового снимка не осуществляется процедура фотохимической обработки, которая значительно уменьшает метрические характеристики фотографических рисунков.

Цифровое изображение является матрицей чисел с назначенной метрической конфигурацией. Элементы матрицы являются целыми числами, описывающими яркость предметов. Отметим, что при приобретении цифрового рисунка из фотографического с помощью сканера диагностирующей системой является сканер. Многозональные съемочные системы – цифровые и могут определять спектральные яркости предметов в облегающих рамках спектра и соответственно приобретать изображения в облегающих зонах спектра, который представляется в некотором смысле измерительным в фотометрической области.

Обработка изображения в среде программирования Scilab

В программе Scilab есть структурированный язык программирования. Этот язык программирования следует изучать для плодотворной работы в среде. Данный язык представляется структурным с поддержанием объектов.

На языке Scilab составлен упорядоченный комплект функций, которые сохраняются на немногих файлах. Библиотека предназначена для самого обычного строения программируемых элементов в Scilab. При введении модулей, чтобы программировать, конечно же, используется библиотека, которую можно назвать «кирпичком». Кроме того, они могут включать файлы разного характера и свойства.

Все наборы модулей чаще всего группируются в библиотеке, соединены между собой схожестью выполняемых функций. Ниже перечислены достоинства:

- Для защиты все работы, поступающие в библиотеку, загружают и выгружают полностью.
- Любая завершенная работа сохраняется в своей папке, поэтому библиотекой легко управлять.
- Функции объединяются в одно целое только лишь на стадии производства, поэтому создавать библиотеку может группа производителей.
- Из представления эффективности функции скомпонованной библиотеки загружаются быстрее.

Подсистема ATOMS предназначена для работы официальными модулями в программе. Подсистема ATOMS управляется двумя способами. Во-первых, работает из командного окна, но, во-вторых, для непринужденной загрузки рациональнее всего использовать графическое окно. Для открытия графического окна нужно сделать командное окно активным. Затем в списке «Инструментов» выбрать следующее «Управление модулями ATOMS». Устройство должно быть соединено с интернетом, для того чтобы пункт «Управление модулями ATOMS» открылся. Далее запускается модуль ATOMS, выплывает окно «Категория», выходит перечень модулей. Выбираем необходимый для нас модуль IPD для обработки изображения.

Для получения результатов, сперва избавляются от фона на рисунке (рис. 1, 2). Для этого отснятый рисунок загружают на программную среду Scilab, используя следующий алгоритм:

```
im=imread('D:\Application\Salta\aaaa.jpg');
imshow(im)
```

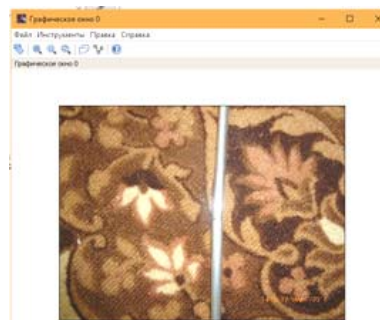


Рис. 1. Деформированная металлическая трубка

Таким образом, в графическом окне появляется исходный рисунок. Далее для избавления от фона использован следующий алгоритм:

```
im=imread('D:\Application\Salta\aaaa.jpg');
im=rgb2gray(im);
E=edge(im, 'sobel');
imshow(E);
E=edge(im, 'canny', [0.06,0.2]);
imshow(E);
E=edge(im, 'sbel', -1);
imshow(mat2gray(E));
```

Получается следующий рисунок.

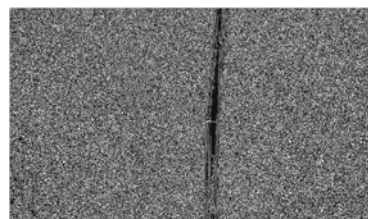


Рис. 2. Деформированная металлическая трубка после обработки

Точно таким же методом алгоритма выводится на графическое окно вторая деформированная трубка (рис. 3, 4).

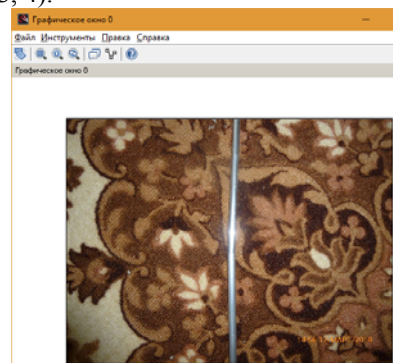


Рис. 3. Деформированная металлическая трубка (2)



Рис. 4. Деформированная металлическая трубка (2) после обработки

С помощью программной среды нам удалось избавиться от заднего фона. Следующей работой будет определение координат деформированной области на трубке.

Заключение

Важно обозначить нижеследующие условия, лимитирующие использование общеустановленных в практике бесконтактных способов и устройств:

- большие требования к точности деформационных измерений и промеров;
- лимитированное время на их изготовление;
- потребность быстрого получения окончательных итогов;
- ограниченные условия работы.

Это является условием использования способов неполной или полной автоматизации. Бесконтактный метод измерения позволяет проводить их дистанционно, быстро, непрерывно; централизовать принятую информацию; оптимально применять ЭВМ и пр. Но следует отметить, что в отдельных случаях из-за ряда причин (радиоактивное излучение, токсичность среды, температурный режим, механические помехи и т.д.) измерения возможны лишь с помощью дистанционных методов и приборов.

Фундаментом автоматической проверки деформаций отдельных частей и всей конструкции полностью являются разного рода датчики, преобразующие механические движения в электрические сигналы, а также приспособления для сбора, обработки и хранения данных, принятых от датчиков. Начальные преобразователи-датчики должны отвечать нижеперечисленным требованиям:

- сокращение до минимума сроков измерений с тем, чтобы полученные данные могли быть с достаточным приближением отнесены к единым физическим условиям, имеющим место на данный момент;
- обеспечение возможности передачи полезного сигнала, выдаваемого датчиком, на требуемое расстояние без существенных потерь (дистанционные измерения);
- обеспечение необходимой точности измерения;
- сохранение стабильности параметров изображения во времени.

Литература

1. Основы программирования в Scilab [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ibm.com>
2. Баудин М. Введение в Scilab / пер. с англ.; под ред. А. Глебова. – М., 2013. – 89 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.introscilab-v1.4.ru>
3. Зайцев А.К., Марфенко С.В. и др. Геодезические методы исследования деформаций сооружений. – М.: Недра, 1991. – 272 с
4. Шевченко Г.Г., Желтко Ч.Н., Гура Д.А., Пастухов М.А. Метод определения смещений и осадок сооружений с учётом особенностей работ на строительной площадке // Промышленное и гражданское строительство. – 2012. – № 11. Труды ассоциации инженерных изысканий в строительстве. – С. 29–30.
5. Маркузе Ю.М. Основы уравнильных вычислений: учеб. пособие для вузов. – М.: Недра, 1990. – 240 с.
6. Краснопевцев Б.В. Фотограмметрия: учеб. пособие для вузов. – М.: Репрография, МИИАиК, 2008. – 160 с.
7. Мустафин Ф.М., Мустафин Т.Р. Экспериментальные исследования напряженно-деформированного состояния трубопроводов с дефектами типа вмятина // Транспорт и хранение нефтепродуктов и углеводородного сырья. – 2013. – № 1. – 4 с.
8. Рязанцев Г.Е., Жидков А.А., Лапин А.И. Система для определения деформаций строительных конструкций сооружения [Электронный ресурс]. – <http://www.findpatent.ru>
9. Гура Т.А., Бирюкова А.О., Овсиенко Е.А. Деформации зданий и сооружений и порядок их выявления // Молодой ученый. – 2016. – № 30. – С. 59–62 [Электронный ресурс]. – <http://www.moluch.ru>
10. Васютинский И.Ю., Рязанцев Г. Е. Геодезические приборы при строительномонтажных работах. – М.: Недра, 1982. – 272 с.
11. Пискунов М.Е. Методика геодезических наблюдений за деформациями сооружений. – М.: Недра, 1980. – 248 с.
12. Шеховцов Г.А., Шеховцова Р.П. Современные геодезические методы определения деформаций инженерных сооружений. – Полиграфцентр ННГАСУ.

Кокабаева Салтанат Бакыткызы

Магистрант каф. РСС ТУСУРа

Эл. почта: bossy_s@mail.ru

Хатьков Николай Данилович

Доцент каф. СВЧиКР ТУСУРа

Эл. почта: sydney@t-sk.ru

УДК 621.396.41

К.П. Мельник, А.А. Тик, В.А. Краковский

Влияние градиента температурного поля при выращивании кристаллов КТР из раствора-расплава на их качество

Представлены результаты исследований характеристик теплового поля в однозонном и двухзонном термических блоках при выращивании кристаллов титанил-фосфата калия KTiOPO_4 (КТР). Проведен анализ влияния конструктивных особенностей термического блока на температурное распределение.

Ключевые слова: технология выращивания кристаллов, кристаллы КТР, термический блок, распределение теплового поля.

В последнее время кристаллы семейства титанил-фосфата калия KTiOPO_4 (КТР) привлекают большое внимание в связи с их превосходными нелинейными оптическими свойствами. Особенностью этих кристаллов является сочетание высоких нелинейных оптических характеристик и стойкость к воздействию интенсивного лазерного излучения (до 1200 МВт/см^2) [1, 2].

Одним из наиболее распространенных методов получения кристаллов со структурой КТР является метод кристаллизации из высокотемпературных растворов в расплаве при температурах порядка $1000 \text{ }^\circ\text{C}$.

К настоящему времени экспериментально показано [2], что термические установки, реализующие раствор-расплавный метод выращивания кристаллов КТР при высоких температурах, могут использоваться для получения кристаллов больших размеров и высокого оптического качества, а основными факторами, определяющими качество выращиваемого кристалла, являются состав кристаллизующего вещества, постоянство скорости роста и форма фронта кристаллизации.

В ряде случаев в кристаллах КТР, выращиваемых с помощью раствор-расплавного метода на затравку, наблюдается значительная продольная пространственная неоднородность свойств (полосы роста). Мелкомасштабные продольные неоднородности в кристаллах можно связать с формированием вблизи фронта кристаллизации сравнительно быстро релаксирующих слоев расплава, которая возникает за счет температурной неоднородности, а также из-за неустойчивости конвективных потоков в растворе-расплаве [1]. Формирование и захват включений растущим монокристаллом традиционно связывается [3] с неблагоприятным для условий роста распределением температурного поля внутри рабочей камеры термического блока.

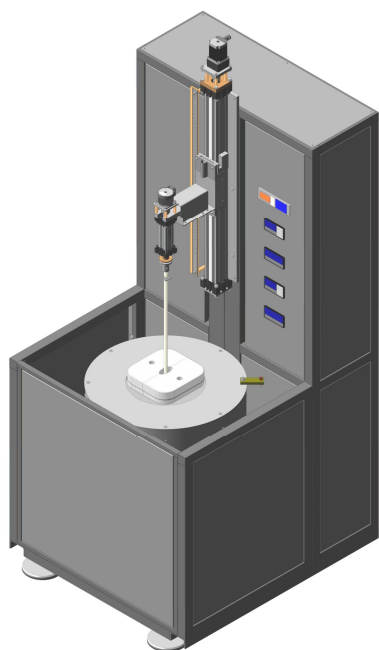


Рис. 1. Ростовая установка

На рис. 1 представлена модель ростовой установки для выращивания кристаллов КТР, содержащей цилиндрическую термическую камеру омического нагрева, внутри которой установлен тигель с раствором-расплавом и размещенным над ним кристаллодержателем с затравочным кристаллом. Кристаллодержатель связан с механизмом вращения и механизмом перемещения, а также тензометрическим датчиком веса электронных весов. Установка снабжена датчиком фиксирования момента касания затравочным кристаллом поверхности раствора-расплава, устройством для определения положения затравочного кристалла, керамической подставкой тигля, заглушкой термической камеры, осветителем рабочего пространства термической камеры, видеокамерой [4].

Система управления процессом роста кристаллов предназначена для реализации следующих функций:

- обеспечение требуемого температурного распределения в рабочем объеме тигля;
- поддержание заданной постоянной температуры внутри кожуха печи;
- управление вращением затравочного кристалла по заданному алгоритму;
- управление прецизионным перемещением кристаллодержателя при вытягивании.

Система контроля и управления состоит из следующих основных блоков:

- программируемый регулятор температуры с силовым приводом на симисторах;
- программируемый регулятор температуры термостатированного кожуха;
- программируемый блок управления механизмом вращения;
- программируемый блок управления механизмом перемещения;
- блок отображения информации о текущем весе растущего кристалла;
- источник бесперебойного питания.

Реализация необходимого температурного распределения является одним из основных факторов, необходимых для получения кристаллов с заданными свойствами.

Технологические процессы выращивания кристаллов КТР из растворов-расплавов предполагают использование термических блоков шахтного типа для создания необходимого распределения температуры по высоте тигля.

Исследовалось тепловое поле в ростовых установках с однозонным (рис. 2) и двухзонным (рис. 3) термическими блоками, которые используются для высокотемпературного раствор-расплавного роста кристаллов на вертикально ориентированную затравку [1–3]. При выращивании кристаллов КТР тигель с готовой шихтой устанавливался на специальные термостойкие подставки в необходимом положении (градиенте) теплового поля внутри рабочей камеры однозонного термического блока (см. рис. 2). Каждый однозонный, в отличие от двухзонного,

термический блок после изготовления имеет собственное распределение термического поля, что отрицательно сказывается на технологии выращивания кристалла, так как для каждого термического блока требуются индивидуальные корректировки для обеспечения соблюдения требуемых технологических режимов.

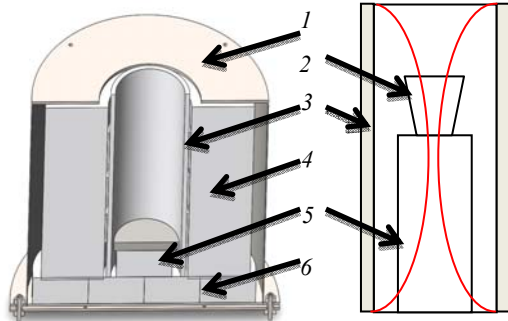


Рис. 2. Однозонный термический блок в разрезе

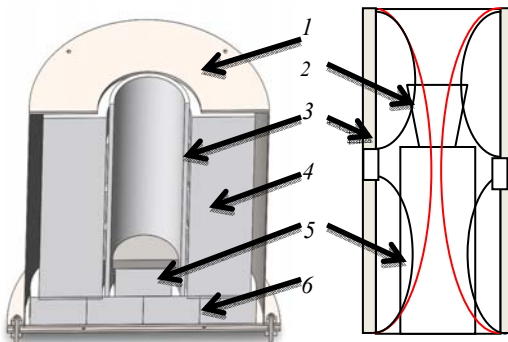


Рис. 3. Двухзонный термический блок в разрезе.

На рис. 2, 3 обозначено: 1 – алюминиевый каркас, состоящий из верхнего, нижнего фланцев и боковых пластин; 2 – тигель с раствором-расплавом; 3 – керамическая труба с намотанным на нее нагревательным элементом; 4 – теплоизоляционный материал (термостойкое одеяло); 5 – подставка, состоящая из наборов термостойких керамических дисков; 6 – термостойкое теплоизоляционное основание

Для исследования теплового поля внутри рабочей камеры термического блока (см. рис. 2) использовалась платино-платинородиевая термопара, установленная в механизм вертикального перемещения кристаллодержателя. Термопара перемещалась по всей высоте рабочей камеры термического блока при температурах 900, 950, 1000 и 1050 °C строго по центру трубы. Показания фиксировались с помощью специализированного ПО на компьютере (рис. 4).

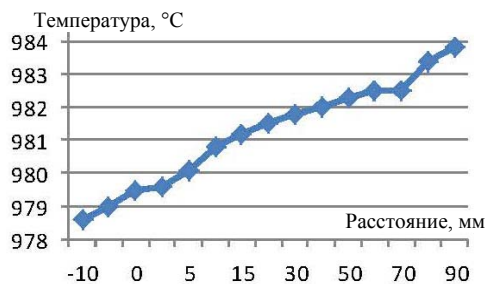


Рис. 4. Зависимость температуры от положения термопары в растворе-расплаве (однозонный термический блок), температура регулятора = 980 °C

С помощью тепловизора FLIR C3 также исследовалось распределение теплового поля внутри термического блока (рис. 5).

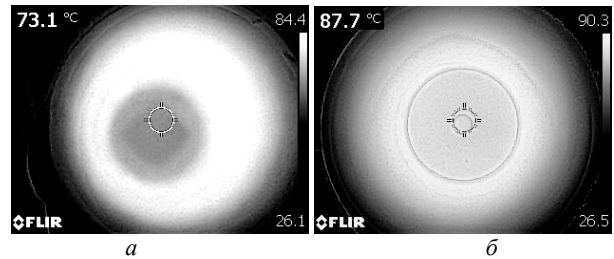


Рис. 5. Тепловизионные снимки внутренней поверхности термического однозонного блока ростовой установки (без тигля). $T_{\text{рег}} = 80$ и 90 °C соответственно: а – однозонный термический блок с дефектом теплового поля; б – однозонный термический блок с равномерным тепловым полем

Проведенные исследования однозонных термических блоков показали, что конструкция печи не в полной мере обеспечивает долговременную стабильность геометрических размеров теплового узла. А некоторые термические блоки имеют дефектное распределение теплового поля по внутренней поверхности рабочей камеры вдоль оси перемещения кристаллоносца.

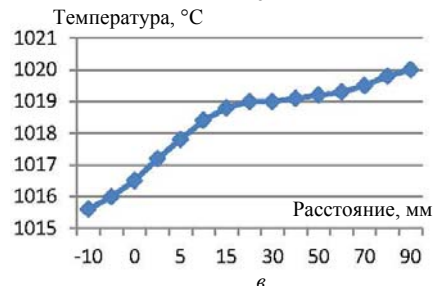
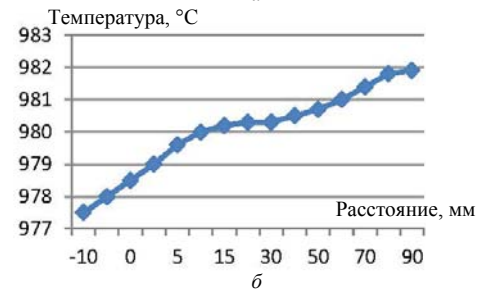
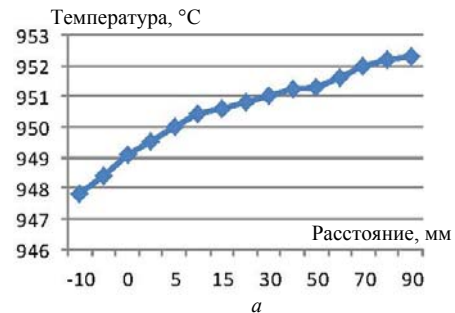


Рис. 6. Распределение температуры по высоте тигля в растворе-расплаве (двухзонный термический блок): а – температура нижней зоны 950 °C, верхней – 980 °C; б – температура нижней зоны 970 °C, верхней – 1000 °C; в – температура нижней зоны 1010 °C, верхней – 1040 °C

Заключение

В результате проведения экспериментальных исследований установлено, что использование двухзонных термических блоков при выращивании кристаллов КТР дает следующие преимущества в сравнении с однозонными:

- более равномерное распределение теплового поля, что обеспечивает стабильность фронта кристаллизации, уменьшает неоднородность свойств растущего кристалла;
- воспроизводимость температурных режимов, что является необходимым для получения кристаллов с заданными характеристиками.

Литература

1. Сорокина Н.И. Структура и свойства кристаллов семейства титанил-фосфата калия / Н.И. Сорокина, В.И. Воронкова // Кристаллография. – 2007. – Т. 52, № 1. – С. 82–95.
2. Паргачёв И.А. Промышленное производство сегнетоэлектрических и ферромагнитных оксидных кристаллов и создание устройств на их основе / И.А. Паргачёв,

Ю.В. Кулешов, В.А. Краковский и др. // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2 (26), ч. 2. – С. 94–97.

3. Тимофеева В.А. Рост кристаллов из растворов-расплавов. – М.: Наука, 1978. – 286 с.

4. Тик А.А. Установка для выращивания монокристаллов сложных оксидных соединений из раствора-расплава на затравку / А.А. Тик, Д.С. Брагин, В.А. Десятов и др. // Патент на полезную модель № 123011.

Мельник Константин Петрович

Аспирант каф. ЭП ТУСУРа
Эл. почта: melnikkp@gmail.com

Тик Александр Августович

Гл. технолог ООО «Кристалл Т»
Эл. почта: tik21@yandex.ru

Краковский Виктор Адольфович

Д-р физ.-мат. наук, доцент каф. ТОР ТУСУРа
Эл. почта: office1@crystall.ru

УДК 551.511.6:621.371

А.М. Шерстобитов**Программный комплекс для обработки сигналов импульсного когерентного доплеровского лидара в реальном времени**

Предлагается программный комплекс для построения профиля скорости ветра и отношения сигнал/шум из сигналов импульсного когерентного доплеровского ветрового лидара. Комплекс создан на базе программируемой логической матрицы (ПЛИС) STRATIX IV и состоит из двух частей: прошивки ПЛИС и программы для ПК.

Ключевые слова: ветровой лидар, ПЛИС, конвейерные алгоритмы.

Один из наиболее эффективных инструментов измерения скорости ветра и параметров ветровой турбулентности – оптоволоконный импульсный когерентный доплеровский лидар (ИКДЛ). Основное преимущество такого лидара заключается в высоком пространственно-временном разрешении по сравнению с лидарами других типов. Пример конструкции такого лидара можно найти в [1].

Существует ряд работ, посвященных методам обработки лидарных сигналов ИКДЛ, в частности, монография [2]. Однако особенности способов реализации обработки лидарных данных недостаточно полно освещены в литературе, что послужило основанием для настоящей работы.

Принцип работы ИКДЛ

Принцип работы ветрового ИКДЛ основан на измерении доплеровского сдвига частоты лазерного импульса, рассеивающегося назад при взаимодействии с увлекаемыми ветром частицами аэрозоля. Радиальную (вдоль зондируемого пучка) скорость ветра можно вычислить из соотношения Доплера

$$f_d = \frac{2}{\lambda} V_r, \quad (1)$$

где λ – длина волны зондирующего излучения; V_r – радиальная скорость; а f_d – доплеровский сдвиг частоты

На рис. 1 представлена общая схема ИКДЛ. Задающий лазер генерирует пучок непрерывного излучения с длиной волны $\lambda = 1,55$ мкм. Этот пучок разделяется на опорный и зондирующий. После прохождения последнего через акустооптический модулятор (АОМ) формируется импульс излучения с длительностью τ_p и частотой, сдвинутой на величину $f_i = 80$ МГц. Частота следования импульсов 20 кГц. Далее, с помощью усилителя, энергия зондирующего импульса увеличивается до требуемого уровня и, после прохождения через циркулятор и приемо-передающий телескоп, зондирующий импульс отправляется в атмосферу. Рассеянное на взвешенных в ветровом потоке аэрозольных частицах зондирующее излучение приобретает доплеровский сдвиг частоты f_d , пропорциональный радиальной скорости ветра, а затем принимается телескопом, смешивается с опорным пучком и подается на чувствительную площадку фотодетектора, в резуль-

тате чего возникает ток, регистрируемый с помощью АЦП с частотой дискретизации $B_0 = 250$ МГц. Поток данных после АЦП представляет собой лидарный сигнал, содержащий информацию о скорости ветра в виде суммы частот $f_i + f_d$ (рис. 1).

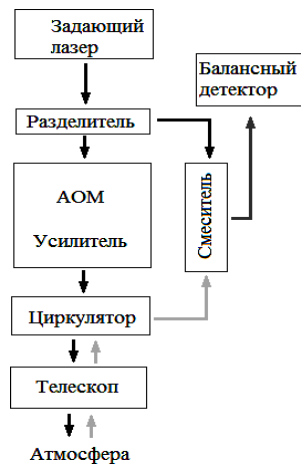


Рис. 1. Схема ИКДЛ

Для построения профиля радиальной скорости ветра из сигналов ИКДЛ и для управления лидаром к балансному детектору подключался АЦП ADS4249EVM, данные с которого обрабатывались платой TSW1400EVM, имеющей ПЛИС FSTRATIX IV. Упомянутая плата подключалась к ПК посредством USB кабеля, а также управляла АОМ, который формировал зондирующие импульсы.

Свойства лидарных сигналов

Кроме информации о разностной частоте опорного и рассеянного и лазерного импульса, лидарный сигнал (последовательность отсчетов АЦП) содержит шум. Согласно [2], n -й отсчет лидарного сигнала $X(nt_s)$ можно представить в виде суммы двух компонент – сигнальной $X_S(nt_s)$ и шумовой $X_N(nt_s)$.

Шум состоит из тепловых шумов лидарной системы, шумов дискретизации АЦП и из дробового шума балансного детектора. Основной и неустранимый вклад в шумы вносит дробовой шум. Дробовой шум обусловлен вероятностным характером захвата фотонов балансным детектором. Поэтому даже при отсутствии рассеянного сигнала из атмосферы на спектре сигнала балансного детектора будет заметен пик на «нулевой» частоте (сигнал с задающего лазера имеет «нулевой» сдвиг частоты) и дробовой шум с пуассоновской статистикой распределения энергии по частотному спектру.

Построение профиля радиальной скорости

Скорость ветра вычисляется из спектра мощности лидарного сигнала по формуле (1). Для выделения $X_S(nt_s)$ на фоне шумов полученные спектры усредняют. В общем случае усредненный спектр $S(\omega)$ непрерывного сигнала $X(t)$ можно представить следующей формулой:

$$\langle S(\omega) \rangle = \left\langle \left| \int X(t) e^{i\omega t} dt \right|^2 \right\rangle = \int \langle K(\tau) \rangle e^{-i\omega\tau} d\tau, \quad (2)$$

где $K(\tau)$ – автокорреляционная функция сигнала $X(t)$.

Таким образом, вместо усреднения спектров можно усреднять автокорреляционные функции.

Из-за широкой распространенности алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) (в том числе и для ПЛИС) наиболее популярно [3] усреднение спектров мощности, хотя в некоторых ИКДЛ используют корреляционные функции [4].

При усреднении спектров мощности $S(f_k, r)$ на расстоянии $R = rt_s c / 2$ (t_s – период дискретизации лидарного сигнала X) от лидара, при усреднении по L посылкам зондирования, вычисляется с помощью БПФ с использованием временного окна $W(n)$:

$$S(f_k, r) = \frac{t_s}{2LT_W} \sum_{l=1}^L \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} W(n) X((n+r)t_s) \exp\left(-\frac{2\pi jnk}{N}\right)^2, \quad (3)$$

где T_W – эффективная ширина оконной функции $W(n)$.

После получения набора $S_i(f_k, r_i)$, состоящего из усредненных спектров мощности на расстояниях R_i от лидара, из $S_i(f_k, r_i)$ вычисляются f_{di} . Затем из полученных f_{di} строится профиль радиальной скорости ветра (1).

Для оценки f_d в разработанном программном комплексе используется следующее соотношение:

$$f_d = \frac{\sum_i f_i S(f_i)}{\sum_i S(f_i)}. \quad (4)$$

Структура программного комплекса

Созданный программный комплекс состоит из 3 частей: прошивки ПЛИС, служащей для накопления и усреднения спектров мощности лидарных сигналов; генерирования сигналов для старта зондирующих импульсов; программы для ПК, реализующей расчет скорости ветра, отношения сигнал/шум, общения с ПЛИС, вывода графической информации и записи промежуточных вычислений в файл.

Алгоритм работы прошивки ПЛИС

Основная часть данной прошивки – конвейерное вычисление преобразования Фурье из серий оцифрованных АЦП сигналов с балансного детектора. Схема работы прошивки изображена на рис. 2.

Поступающие с АЦП отсчеты записываются в двухпортовый FIFO-буфер с частотой 250 МГц. Затем данные считываются из буфера по 4 отчета за 1 такт, что позволяет понизить частоту работы модуля FFT до 62,5 МГц, и поступают на блок конвейерного БПФ. Для осуществления БПФ используется генератор алгоритмов БПФ на языке Verilog HDL [5] длиной $N = 64$ отчета. После этого значение Фурье-образа через блок вычисления модуля комплексного числа поступает (по 4 отчета за 1 такт) на сумматор, где складывается с ранее прочитанным значением из памяти, после чего суммарное значение записывается в память. В памяти аккумулируются только первые 33 БПФ-отчета. Так как между зондирующими импульсами лидара АЦП производит 25 тыс. отсчетов, то за этот период времени уда-

ется записывать 195 БПФ-преобразований. (195 точек для профиля радиальной скорости ветра).

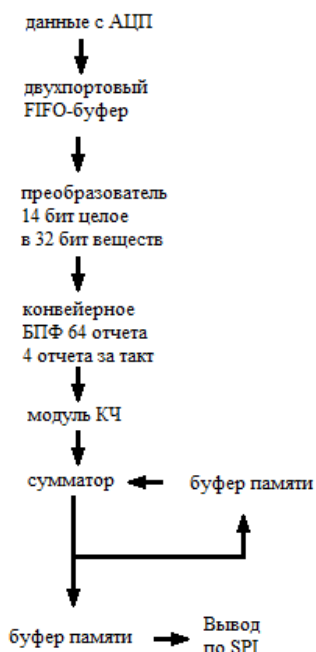


Рис. 2. Схема работы прошивки ПЛИС

Общение ПЛИС и ПК

В прошивке ПЛИС реализован собственный интерфейс для считывания аккумулированных спектров на ПК и чтения параметров аккумуляции спектров мощности. Интерфейс использует микросхему фирмы FTDI, установленную на плате TSW1400EVM. Интерфейс работает следующим образом: ПЛИС начинает аккумуляцию N идущих подряд спектров мощности по M посылкам зондирования. После усреднения по M посылкам зондирования ПЛИС передает команду по протоколу RS232 о завершении аккумуляции, при этом одновременно с аккумуляцией $M+1$ посылки зондирования происходит копирование данных из аккумулирующей памяти (в которой сложилось M посылок зондирования) во временный буфер внутри ПЛИС. Таким образом, данные за $M+1$ посылку не теряются. ПК принимает сигнал о завершении аккумуляции и начинает считывание аккумулированных доплеровских спектров по интерфейсу SPI, одновременно записывая параметры для последующей аккумуляции.

Для общения по данному интерфейсу со стороны ПК, подключенного USB кабелем к установленной на плате TSW1400EVM микросхеме фирмы FTDI, используется созданная в среде Microsoft Visual C++ библиотека `fft_gw.dll`, основанная на библиотеке-драйвере FTDI `ftd2xx.lib`.

Программа ПК

Программа ПК использует интерфейс, написанный в среде NI LabVIEW, к которому подключены DLL-библиотеки, реализующие общение с ПЛИС.

Графический интерфейс отображает профиль радиальной скорости, отношение сигнал/шум вдоль трассы зондирования в режиме реального времени. Есть возможность изменять количество усредняемых спектров мощности.

Тестирование программного комплекса

Финальное тестирование программного комплекса осуществлялось с помощью двух экспериментов с зондированием атмосферы.

В первом эксперименте поток данных с АЦП (0,2 с зондирования) с помощью программы HIGH SPEED DATA CONVERTER Pro был записан в файл на компьютере. Потом, с помощью созданной на ПК программы-симулятора был построен профиль радиальной скорости ветра.

Во втором эксперименте профиль радиальной скорости был получен с помощью созданного программного комплекса в режиме реального времени.

Сначала был проведен первый эксперимент, а потом второй. Из-за неодновременности экспериментов графики, представленные на рис. 3, не совпадают поточечно.

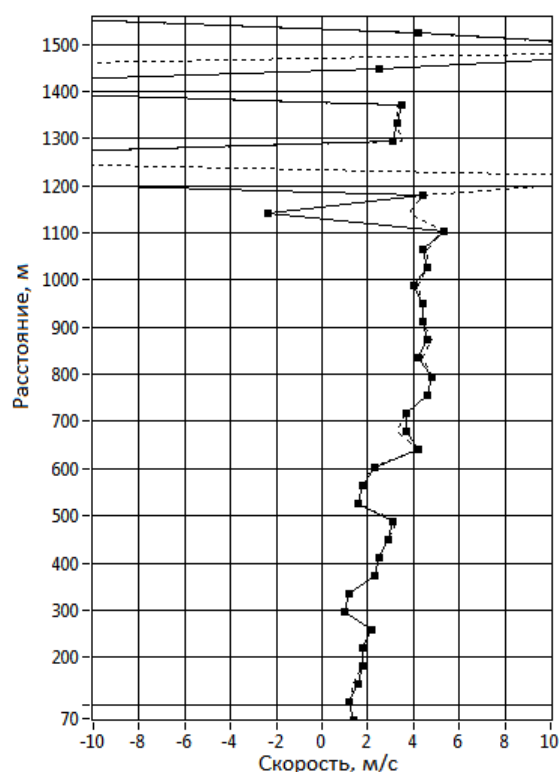


Рис. 3. Профили радиальной скорости ветра: пунктир – профиль построен в программе-симуляторе; сплошная линия – измеренный в реальном времени

Заключение

Создан программный комплекс, способный строить профили радиальной скорости ветра и графики отношения сигнал/шум в режиме реального времени. Преимущество созданного программного комплекса состоит в относительно легкой портируемости, так как основная часть кода прошивки ПЛИС написана на языке Verilog HDL и использует открытое ядро БПФ [5].

Литература

1. Kameyama S. Compact all-fiber pulsed coherent Doppler lidar system for wind sensing / S. Kameyama, T. Ando, K. Asaka et al. // Applied optics. – 2007. – Vol. 46, No. 11.

$$|\psi\rangle = \frac{1}{2} [e^{j\alpha_0} D + e^{j\alpha_1}] |3\rangle + \frac{1}{2} [e^{j\alpha_0} D - e^{j\alpha_1}] |4\rangle, \quad (1)$$

где D , α_0 , α_1 – унитарный оператор сдвига, описывающий относительное временное смещение одиночных фотонов на время Δ , а также соответствующие фазовые сдвиги в плечах интерферометра.

Из последнего соотношения следует, что в портах $|3\rangle$ и $|4\rangle$ разбалансированного ИМЦ $|\psi\rangle$ представляется суперпозицией двух разделенных промежуток времени Δ состояний. Обозначим данные состояния кет-векторами $|\alpha\rangle$ и $|\beta\rangle$, и используем их для образования нового двумерного ортогонального динамического вычислительного базиса указанных квантовых объектов $|\psi_i\rangle$:

$$|\psi_i\rangle = \langle i|\psi\rangle = \xi_{i\alpha}|\alpha\rangle + \xi_{i\beta}|\beta\rangle, \quad (2)$$

где $i = 3, 4$; $\xi_{i\alpha}$, $\xi_{i\beta}$ – комплексные амплитуды вероятности состояний $|\alpha\rangle$ и $|\beta\rangle$ объекта $|\psi_i\rangle$ в портах $|3\rangle$ и $|4\rangle$ соответственно. В литературе суперпозиция (2) называется time-bin qubit [9]. Ниже она обозначается как временной или tb-кубит. Временной сдвиг Δ ме-

жду базисными состояниями $|\alpha\rangle$ и $|\beta\rangle$ будем называть базой ИМЦ.

Измерение временных кубитов $|\psi_i\rangle$ осуществляется с помощью второго интерферометра Б, аналогичного рассмотренному выше ИМЦ-А. Результат расчета кет-вектора $|\psi_4\rangle$ в системе из двух последовательно включенных интерферометров несложно получить путем замены состояния $|\psi_0\rangle = |0\rangle$ на входе ИМЦ-Б на соотношение (2). При этом следует учесть различие матриц \mathbf{P} фазовращающих вентилях интерферометров. Эти различия в дальнейшем будем пометать нижними индексами фазовых переменных А и Б, например, как α_{A0} или α_{B1} . Кроме этого, обозначим операторы сдвига интерферометров как D_A и D_B . Можно показать, что в отклик каждого из портов $|3\rangle$ и $|4\rangle$ ИМЦ-Б на возбуждение $|\psi_0\rangle = |0\rangle$ в общем случае представлен суперпозицией из четырех динамических состояний. Одно из них является состоянием с нулевой задержкой ($D = 1$), реализуемым на оптической траектории $K_A - K_B$, еще два состояния с однократной задержкой ($D = D_A, D_B$), реализуемые на траекториях $D_A - K_B$ и $K_A - D_B$, а также одно состояние с двукратной задержкой ($D = D_A \cdot D_B$) на траектории $D_A - D_B$. При равных базах интерферометров, когда $D_A = D_B$, размерность вектора $|\psi\rangle$ снижается до 3, т.е. $|\psi\rangle$ обращается в кутрит $|\phi\rangle$, представленный тремя линейно независимыми динамическими состояниями, разнесенными по времени друг от друга на базовую задержку ИМЦ Δ . Выберем указанные состояния в качестве базисных векторов объекта $|\phi\rangle$ и обозначим как $|\alpha\rangle, |\beta\rangle$ и $|\gamma\rangle$. Далее находим проекции $|\psi\rangle$ на векторы $|3\rangle$ и $|4\rangle$, определяющие вероятности регистрации фотона в выходных портах второго ИМЦ-Б:

$$|\phi_i\rangle = \langle i|\psi\rangle = \xi_{i\alpha}|\alpha\rangle + \xi_{i\beta}|\beta\rangle + \xi_{i\gamma}|\gamma\rangle. \quad (3)$$

Здесь $i = 3, 4$; $\xi_{i\alpha}, \xi_{i\beta}, \xi_{i\gamma}$ – комплексные амплитуды вероятности состояний $|\alpha\rangle, |\beta\rangle$ и $|\gamma\rangle$ кутрита $|\phi_i\rangle$ в портах $|3\rangle$ и $|4\rangle$ соответственно.

Состояние $|\beta\rangle$ является наиболее важным информационным состоянием кутрита (3), в котором у квантовой частицы появляется возможность интерферировать сама с собой в форме интерференции амплитуд вероятностей. В этом случае, при сдвиге фазы на траекториях $D_A - K_B$ и $K_A - D_B$, равно ϕ , вероятности регистрации одиночных фотонов в портах $|3\rangle$ и $|4\rangle$ ИМЦ-Б будут [2]

$$P_1 \sim \cos^2(\phi/2) \text{ и } P_2 \sim \sin^2(\phi/2). \quad (4)$$

Соотношения (3), (4) являются формальной основой техники фазового кодирования и измерения кубитов $|\psi_i\rangle$ в ИМЦ, характерной особенностью которой является фиксированное положение векторов $|\alpha\rangle, |\beta\rangle$ и $|\gamma\rangle$ относительно границ тактового интервала. Естественная для данных квантовых объектов динамическая степень свободы здесь остается не востребованной. Следуя [7], рассмотрим способ ее использования для расширения функциональных возможностей фазового кодирования тв-кубитов и построения не его основе протокола СКРК.

При временном кодировании каждый из двоичных символов связывается с различным положением

или конфигурацией (относительными сдвигами базисных состояний в (2) и (3)) сигнального квантового объекта на i -м тактовом интервале T_i (ТИ). Для $|\psi_i\rangle$ и $|\phi_i\rangle$ в качестве сигнальных признаков можно использовать базу Δ ИМЦ и временную задержку τ , измеряемую относительно начала ТИ. В дальнейшем изменения динамической структуры $|\psi_i\rangle$ и $|\phi_i\rangle$, связанные с передаваемыми символами 0 и 1, будем описывать зависимостью указанных объектов от дискретного параметра $l = 0, 1$, как $|\psi_i(l)\rangle$ и $|\phi_i(l)\rangle$.

Как известно, основным критерием корректного выбора Δ и τ в СКРК для каждой конфигурации состояний $|\alpha\rangle, |\beta\rangle$ и $|\gamma\rangle$ объектов $|\psi_i(l)\rangle$ и $|\phi_i(l)\rangle$ являются условия выполнения теоремы о запрете клонирования [1, 2], исключающие возможность четкой априорной идентификации указанных объектов с альтернативными символам l . Возможными конфигурациями тв-объектов $|\psi_i(l)\rangle$ и $|\phi_i(l)\rangle$, удовлетворяющими указанным условиям, представляются структуры на рис. 1.

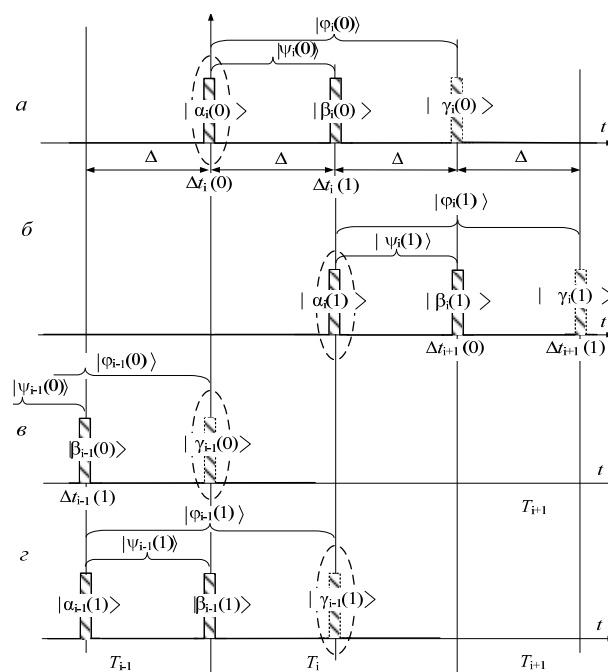


Рис. 1. Кодовые состояния кубитов $|\psi_i(l)\rangle$ и кутритов $|\phi_i(l)\rangle$ при различных временных сдвигах относительно границ i -го ТИ: а – $|\psi_i(0)\rangle, |\phi_i(0)\rangle$; б – $|\psi_i(1)\rangle, |\phi_i(1)\rangle$; в – $|\psi_{i-1}(0)\rangle, |\phi_{i-1}(0)\rangle$; г – $|\psi_{i-1}(1)\rangle, |\phi_{i-1}(1)\rangle$

На этом рисунке внутри каждого i -го ТИ штриховкой обозначены тайм-слоты (ТС) $\Delta t_i(0)$ и $\Delta t_i(1)$, представляющие собой сигнальные интервалы, в которых возможна локализация квази-одиночных фотонов из базисных состояний $|\alpha\rangle, |\beta\rangle$ и $|\gamma\rangle$ объектов $|\psi(l)\rangle$ и $|\phi(l)\rangle$. Из рисунка видно, что основной особенностью данных динамических структур является то, что ТС тактовых интервалов разрешены для появления в них нескольких различных состояний тв-кубитов и тв-кутритов $|\psi_i(l)\rangle$ и $|\phi_i(l)\rangle$ из смежных ТИ. Такое наложение тв-объектов является

признаком их динамической неортогональности и может служить основой для построения соответствующего протокола СКРК. Препятствием для этого является наличие в тайм-слоте $\Delta t_i(l)$ разрешенных состояний равновероятных квантовых объектов, ассоциированных с альтернативными символами 0 и 1 ключевого кода. В данных условиях четкое разделение в измеряемой последовательности $|\psi_i(l)\rangle$ кубитов на $|\psi(0)\rangle$ и $|\psi(1)\rangle$ не представляется возможным.

В [7] предложен способ построения протокола СКРК на основе обработки тб-кутритов. В его рамках, для исключения вероятности появления в ТС $\Delta t_i(l)$ состояний тб-кутрита с различными кодовыми символами предлагается воспользоваться упомянутой ранее способностью квантовой частицы в β -состояниях к интерференции амплитуд вероятностей [9]. С этой целью в состав одного или обоих интерферометров ИМЦ-А, Б вводятся фазовращающие вентили, обеспечивающие фазовые сдвиги ϕ_A и ϕ_B оптического сигнала в их плечах так, чтобы суммарный сдвиг был равен π , т.е.

$$\phi_A + \phi_B = \pi. \quad (5)$$

Подставим (5) в (4), полагая что $|\xi_{\alpha\beta}| = |\xi_{\beta\alpha}|$, заключаем, что при посылке кубита $|\psi_i(l)\rangle$ в порт $|0\rangle$ ИМЦ-Б, вследствие квантовой интерференции β -состояний тб-кутрита вероятности их регистрации в портах $|3\rangle$ и $|4\rangle$ (сигнальном и контрольном – signal and control ports) ИМЦ-Б будут равны 0 и 0,5 соответственно. Вероятности $P(|\phi_i(l)\rangle)$ для указанных и других состояний $|\phi_i(l)\rangle$ в обоих портах ИМЦ-Б и тайм-слотах $\Delta t_i(l)$ i -го ТИ для $|\xi_{\alpha\beta}| = |\xi_{\beta\alpha}|$ приведены в таблице. В соответствии с этими данными, а также рис. 1, в условиях (6) в сигнальном порте $|3\rangle$ интерферометра Б разрешенными оказываются только α - и γ -состояния тб-кутритов, локализованные в смежных $(i-1)$ -м и i -м ТИ, но связанные с одинаковыми кодовыми символами $l = 0, 1$. Последнее означает возможность надежного разделения передаваемых символов.

В данных условиях динамическая неортогональность состояний объектов $|\phi_i(l)\rangle$ проявляется не в неопределенности значения символа l , а в его номере в последовательности $|\phi_i(l)\rangle$. В протоколе [7] эту неопределенность и предлагается использовать для обеспечения основной защиты СКРК от попыток клонирования одиночных фотонов в квантовом канале нелегитимным пользователем (агентом Е (АЕ)).

Предлагаемый механизм защиты аналогичен способу защиты протокола В92 [1, 2, 6], в рамках которого на стороне ПА формируется случайная двоичная последовательность m_A с числом элементов, равным числу тактовых интервалов во фрейме СКРК. Каждый элемент m_A содержит два поля – поле номера элемента i и поле кодового символа m_{Ai} . Элементы m_{Ai} ПА использует для случайной смены значений кодовых символов l в i -х ТИ последовательности кубитов $|\psi_i(l)\rangle$, приготавливаемых в вычислительных базах по рис. 1, т.е.

$$|\psi_i(l)\rangle = |\psi_i(m_{Ai})\rangle. \quad (6)$$

Вероятности состояний в портах ИМЦ-Б и тайм-слотах

$P(\phi_i(l)\rangle)$	$t = \Delta t_i(0)$		$t = \Delta t_i(1)$	
	порт $ 3\rangle$	порт $ 4\rangle$	порт $ 3\rangle$	порт $ 4\rangle$
$P(\alpha_i(0)\rangle)$	0,125	0,125	0	0
$P(\gamma_{i-1}(0)\rangle)$	0,125	0,125	0	0
$P(\beta_i(0)\rangle)$	0	0	0	0,5
$P(\alpha_i(1)\rangle)$	0	0	0,125	0,125
$P(\gamma_{i-1}(1)\rangle)$	0	0	0,125	0,125
$P(\beta_{i-1}(1)\rangle)$	0	0,5	0	0

Для исключения неоднозначных измерений последовательности $|\psi_i(l)\rangle$ при формировании m_A стороной А не допускается возникновение коллизий. С этой целью поля кодовых символов в m_A перемежаются случайным числом из нескольких (от 1÷2) холостых полей, исключающих какую-либо регулярность в чередовании $|\psi_i(l)\rangle$ по параметру l . На практике такие вставки осуществляются за счет ослабления лазерных импульсов до уровня, характеризуемого заданным средним числом фотонов в ТС $m \approx 0,1$ [1–8]. В данном случае вероятность обнаружить n фотонов в состоянии $|\psi_0\rangle$ описывается пуассоновской статистикой, параметр m которой определяет среднее число $\sim m^{-1}$ холостых полей между активными состояниями $|\psi_0\rangle$.

Сторона Б, анализируя далее состояния $|\psi_i(l)\rangle$ и $|\phi_i(l)\rangle$, пытается определить некоторые элементы m_A с целью создания на их основе ключевых кодовых последовательностей k_{AB} . В условиях (5) и отсутствия шумов эти попытки ПБ основаны на упомянутой выше возможности безошибочного определения кодового символа l в зарегистрированном кутрите (см. рис. 1). Таким образом, проблема отыскания ПБ элементов m_{Ai} оказывается связанной только с восстановлением нумерации полей m_{Ai} . Для решения этой задачи ПБ формирует у себя собственную случайную двоичную последовательность m_B с числом элементов равным m_A , которая используется им для принятия решения о том, к какому $(i-1)$ -му или i -му ТИ относится зарегистрированный в порте $|3\rangle$ ИМЦ-Б кутрит $|\phi_i(l)\rangle$, или, иначе, какой номер i в последовательности m_A имеет принятый в j -м ТИ кодовый символ l . Решение ПБ о принятии той или иной гипотезы относительно номера i можно представить, например, так:

$$i = j - 1 + m_{Bj}, \quad (7)$$

где m_{Bj} – значение j -го двоичного символа (0 или 1) последовательности m_B .

В силу стохастичности m_B данное решение приблизительно в половине случаев будет давать неправильный результат. В данной связи для восстановленных стороной Б фрагментов m_A в качестве ключевых последовательности k_{AB} необходимо в каждом i -м ТИ предусмотреть процедуру проверки состоятельности гипотез (7) (устранения ошибок в решениях). Для этого при регистрации в сигнальном порте $|3\rangle$ ИМЦ-Б j -го ТИ состояния пользователь Б по классическому каналу СКРК сообщает стороне А текущее значение элемента m_{Bj} в формуле (7), не раскрывая при этом значение самого кодового сим-

вола l . В ответ ПА подтверждает или не подтверждает правильность такого решения. Указанная квитанция является основанием для включения ПБ очередных элементов m_{Ai} в качестве элементов k_{AB} . На стороне А элементы k_{AB} создаются из m_A за счет исключения из нее неактивных ТИ, т.е. тактовых интервалов, в которых не зарегистрированы α - или γ -состояния тб-кутритов в сигнальном порте $|3\rangle$ ИМЦ-Б. Исключаются также и поля ТИ, если зарегистрированные в них сигналы не прошли указанной выше проверки состоятельности.

В соответствии с приведенным описанием ключевая последовательность k_{AB} в рассматриваемом протоколе представляет собой согласованный сторонами набор фрагментов последовательности m_A , элементы которой состоят из поля номера элемента N_i и собственно кодового символа l_i . Совокупность всех значений l_i в k_{AB} представляет собой генерируемый системой секретный код. Последовательность же N_i секретной не является. Она вместе с приведенной в таблице статистикой распределений состояний кутритов $|\varphi_i(l)\rangle$ по портам ИМЦ-Б и тайм-слотам $\Delta t_i(l)$ ТИ представляет защитную информацию системы, предназначенную для детектирования попыток АЕ клонирования тб-кубитов в канале СКРК.

Литература

1. Нильсен М., Чанг И. Квантовые вычисления и квантовая информация: пер. с англ. – М.: Мир, 2008. – 824 с.
2. Имре Ш., Балаж Ф. Квантовые вычисления и связь. Инженерный подход. – М.: Физматлит, 2008. – 320 с.
3. Кулик С.П., Молотков С.Н., Маккавеев А.П. Комбинированный фазово-временной метод кодирования в квантовой криптографии // Письма в ЖЭТФ. – 2007. – № 85:6. – С. 354–359.
4. Кронберг Д.А., Ожигов Ю.И., Чернявский А.Ю. Квантовая криптография: учеб.-метод. пособие. – М.: Макс-Пресс, 2011. – 112 с.
5. Zbinden H., Gautier J.D., Gisin N. et al. Interferometry with Faraday mirrors for quantum cryptography // Electronics Letters. – 1997. – No. 33. – P. 586–588.
6. Bennett C.H. Quantum cryptography using any two non-orthogonal states // Phys. Rev. Lett. – 1992. – Vol. 68. – P. 3121.
7. Задорин А.С. Квантовое распределение ключей с временным кодированием тб-кубитов // Оптика и спектроскопия. – 2018. – Т. 125, вып. 3. – С. 419–424.
8. Gisin N., Ribordy G., Wolfgang T. Quantum cryptography // Rev. of Modern Phys. – 2002. – Vol. 74. – P. 145–195.
9. Дирак П. Принципы квантовой механики. – М.: Наука, гл. ред. физ.-мат. лит., 1979. – 480 с.

Задорин Анатолий Семенович

Д-р физ.-мат. н. наук, профессор каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: Anatoly.Zadorin@rzi.tusur.ru

УДК 621.373.12

А.С. Задорин, Н. Аманбаев, А.А. Кожушко

Модель системы комбинированной стабилизации частоты оптоэлектронного СВЧ-автогенератора

Рассматривается возможность совершенствования характеристик микроволновых оптоэлектронных автогенераторов (ОЭАГ) за счет использования системы комбинированной стабилизации частоты (СКСЧ). Показано, что данная система может быть реализована на основе оптоволоконного интерферометра и двух низкочастотных фотоприемников, формирующих сигнал ошибки в петле обратной связи системы авторегулирования. Представлены результаты исследования устойчивости СКСЧ-ОЭАГ к частотным флуктуациям на программной модели системы, построенной в программной среде MATLAB/Simulink.

Ключевые слова: микроволновый автогенератор, система автоматического регулирования фазовых шумов, оптоволоконный интерферометр.

Развитием традиционных схем автогенераторов СВЧ-диапазона (АГ-СВЧ) являются оптоэлектронные автогенераторы (ОЭАГ), в которых за счет промежуточных преобразований энергии СВЧ-колебаний в энергию световой волны с несущей частотой ν_0 реализуется возможность использования в качестве резонансной системы АГ высокочастотных оптических микрорезонаторов (ОМР) [1–4]. Схема ОЭАГ показана на рис. 1.

Один из механизмов образования фазовых шумов в контуре такого генератора связан с использованием в схеме ОЭАГ оптоэлектронной конверсии в блоке ЭОМ на рис. 1, в котором осуществляется ам-

плитудная модуляция (АМ) лазерного излучения радиочастотным (РЧ) сигналом $u_r(t) = U_r(t) \times \cos[f_0 t + \varphi_r(t)]$. При этом СВЧ-колебание $u_r(t)$ формируется в фотоприемнике ОЭМ в результате биений оптической несущей с боковыми составляющими в спектре оптического сигнала, отстоящими от несущей ν_0 на $\pm f_0$. Его дальнейшая обработка в радиочастотном тракте ОЭАГ – усиление, фильтрация и преобразование в оптический сигнал, естественно, приводит к случайным флуктуациям фазы $\Delta\varphi(t)$ и соответствующим искажениям боковых составляющих в спектре амплитудно-модулированного (АМ) поля оптического пучка на выходе медиаконвертора.

В классических схемах АГ-СВЧ указанные флуктуации подавляются системами комбинированной стабилизации частоты (СКСЧ), представляющими собой системы автоматического регулирования (САР), построенные на использовании микроволновой интерферометрии с резонатором в качестве фазового дискриминатора [5–7].

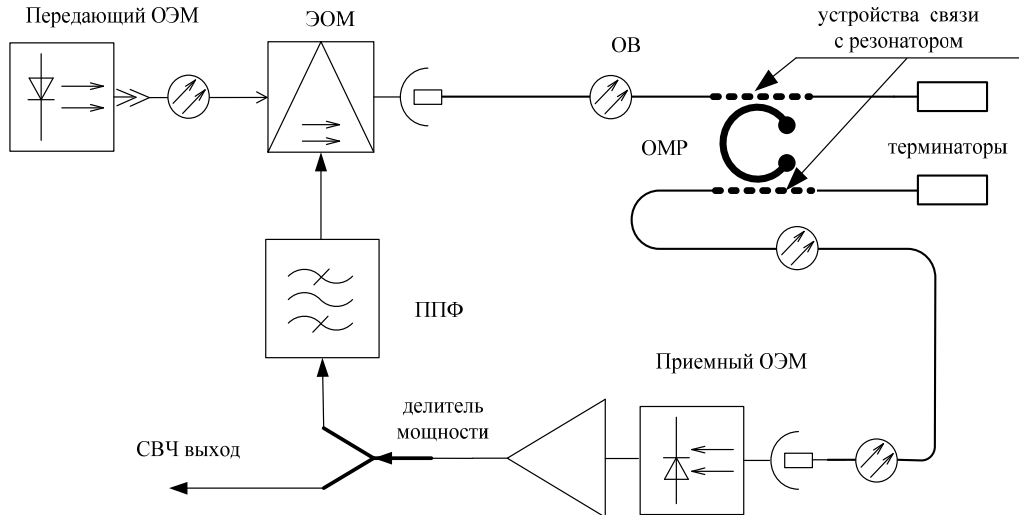


Рис. 1. Структурная схема ОЭАГ на основе ОМР

В данной связи использование в качестве фазового дискриминатора $\Delta\varphi(t)$ САР основного ОМР по рис. 1 не представляется возможным. Указанное ограничение схемы рис. 1 можно преодолеть, например, за счет введения в нее дополнительного резонатора ОМР-Д, специально предназначенного для выделения только одной из частот $\nu_0 \pm f_0$, и построения на его основе системы КСЧ (рис. 2). Требования к резонансной частоте ν'_0 и FSR $\Delta\nu'$ ОМР-Д можно определить как [8]

$$\begin{cases} \Delta\nu'_0 = \nu_0 \pm f_0, \\ \Delta\nu' > 2f_0. \end{cases} \quad (1)$$

Можно показать, что одновременное возбуждение на рис. 2 портов оптоволоконного (ОВ) интерферометра оптическими сигналами с равными интенсивностями I_0 и частотами, но сдвинутыми по фазе на $\Delta\varphi(t)$, приведет к формированию в портах 3 и 4 интерференционных оптических полей с интенсивностями [8]

$$\begin{cases} I_3(t) = I_0(t) \sin^2(\Delta\varphi(t)), \\ I_4(t) = I_0(t) \cos^2(\Delta\varphi(t)). \end{cases} \quad (2)$$

Из последних формул несложно установить функцию преобразования рассматриваемого интерферометра, связывающую интенсивности I_3 и I_4 в его выходных портах с измеряемым фазовым сдвигом $\Delta\varphi(t)$:

$$\cos(2\Delta\varphi(t)) = [I_4(t) - I_3(t)] / [I_3(t) + I_4(t)]. \quad (3)$$

Фазовая флуктуация $\Delta\varphi(t)$ в контуре ОЭАГ проявляется в относительном фазовом сдвиге оптического сигнала в портах ОМР-Д и измеряется оптоволоконным интерферометром. Регулируемые оптические фазовращатели и аттенюатор в схеме рис. 2 необходимы для балансировки плеч интерферометра.

В схеме ОЭАГ рис. 1 спектр резонансных частот ОМР подбирается из условия селекции не только несущей, но и обеих боковых составляющих оптического АМ-сигнала. Указанное требование удовлетворяется, если ширина $\Delta\nu$ спектрального диапазона FSR (Free Spectral Range) ОМР совпадает с частотой генерации f_0 .

В литературе отсутствуют результаты исследования таких схем автогенераторов, поэтому целью настоящего сообщения является проверка ожидаемой функциональности ОЭАГ с системой КСЧ на основе программного моделирования.

Упрощенная модель автогенератора СКСЧ-ОЭАГ была разработана в пакете MATLAB/Simulink. Структурная схема программного алгоритма интерференционной СКСЧ ОЭАГ представлена на рис. 3.

Модель строилась на основе входящего в Simulink генератора, управляемого напряжением (ГУН), а также системы КСЧ в составе резонатора ОМР-Д, фазовращателя, синхронного фазового детектора, усилителя сигнала ошибки и фильтра нижних частот. В разработанной модели частота f_0 ГУН была выбрана равной 10 МГц. В качестве ОМР-Д использовался гребенчатый фильтр Comb Filter с добротностью Q , равной 10^4 , и FSR, равной f_0 .

В данной схеме фазочастотная характеристика гребенчатого фильтра использовалась в качестве дискриминационной характеристики СКСЧ. Фазовращатель обеспечивал балансировку блока оптического интерферометра с оптическими приемниками, роль которого в схеме рис. 3 играет синхронный фазовый детектор. Сигнал на выходе детектора, после фильтрации в блоке ФНЧ, пропорционален $\Delta\varphi(t)$. После его обработки в масштабирующем усилителе он используется в качестве сигнала ошибки $\Delta e(t)$ СКСЧ. В наших модельных экспериментах, в качестве возмущающих частотных флуктуаций $\Delta f(t)$ на ГУН использовались узкополосные случайные и пилообразные сигналы. Некоторые из полученных результатов представлены на рис. 4.

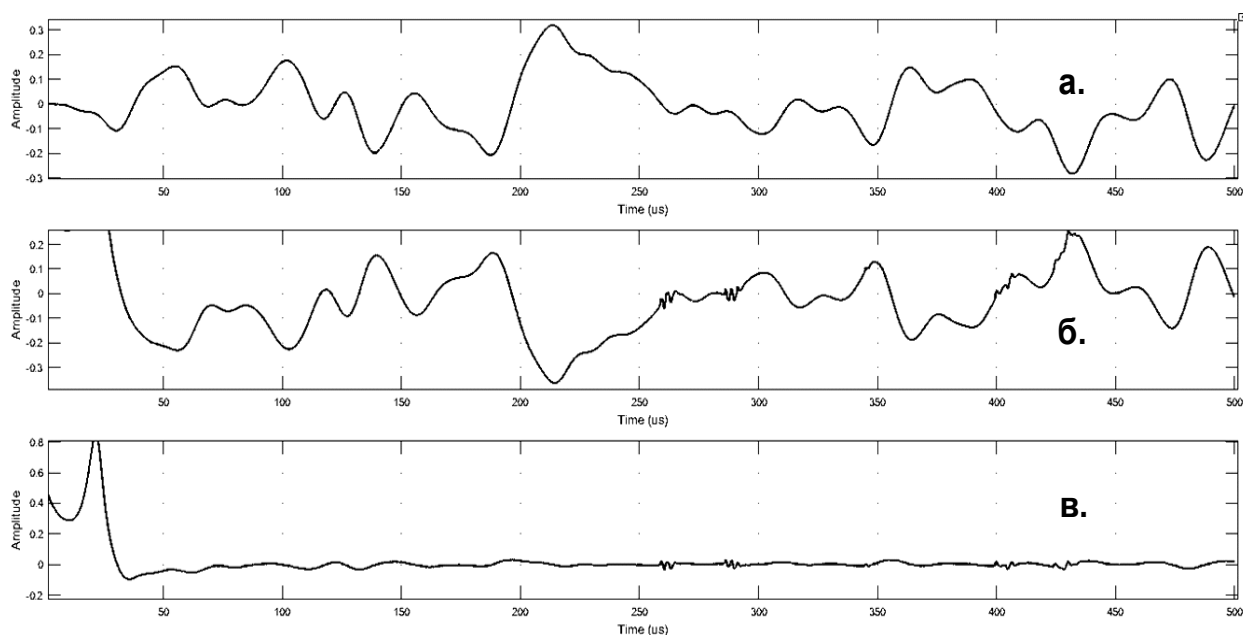


Рис. 4. Компенсация в петле САР случайной частотной флуктуации (t) ГУН: $a - \Delta f(t)$; $б - \Delta e(t)$; $в - \Delta f(t) + \Delta e(t)$

Данные рис. 4 показывают, что рассматриваемая СКСЧ, после входа в течение 50 мкс в режим захвата, обеспечивает подавление частотных флуктуаций $\Delta f(t)$ на ~ 12 дБ. В дальнейшем дополнительного изучения заслуживает вопрос об устойчивости СКСЧ к фазовым флуктуациям $\Delta \varphi(t)$. Однако уже приведенные результаты показывают эффективность метода комбинированной стабилизации частоты ОЭАГ.

Литература

1. Maleki L. High Performance Optical Oscillators for Microwave and mm-wave Applications // Microwave Journal. – 2013. – P. 106–119.
2. Khaldoun S., Rémi H., Souleymane D. et al. Phase noise performance comparison between optoelectronic oscillators based on optical delay lines and whispering gallery mode resonators // Optics Express. – 2014. – Vol. 22(26). – P. 32158–32173.
3. Pierre-Henri M., Khaldoun S., Llopis O. Characterization technique of optical whispering gallery mode resonators in the microwave frequency domain for optoelectronic oscillators // Applied Optics. – 2012. – Vol. 51(20). – P. 4742–4748.
4. Volyanskiy K., Salzenstein P., Tavernier H. et al. Compact optoelectronic microwave oscillators using ultra-high Q whispering gallery mode disk-resonators and phase modulation // Opt. Express. – 2010. – Vol. 18. – P. 22358–22363.
5. Царапкин Д.П. Методы генерирования СВЧ-колебаний с минимальным уровнем фазовых шумов: дис. ... д-ра техн. наук. – М., 2004.

6. Ivanov E.N., Tobar M.E., Woode R.A. Microwave interferometry: Application to precision measurements and noise reduction techniques / IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Frea, Contr. – 1998. – Vol. 45. – P. 1526–1536.

7. Tobar M., Ivanov E., Blondy P. et al. High-Q Whispering Gallery Traveling Wave Resonators for Oscillator Frequency Stabilization / IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectric and Frequency Control. – 2000. – Vol. 47, No. 3. – P. 421–426.

8. Задорин А.С., Лукина А.А. Интерферометрический контроль фазовых флуктуаций в оптоэлектронном автогенераторе с высокодобротным оптическим микрорезонатором // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XIII Междунар. науч.-практ. конф., 29 нояб. – 1 декаб. 2017 г.: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2017. – С. 263–267.

Задорин Анатолий Семенович

Д-р физ.-мат. н. наук, профессор каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: Anatoly.Zadorin@rzi.tusur.ru

Аманбаев Нурболат

Магистрант каф. РСС ТУСУРа

Кожушко Александра Александровна

Магистрант каф. РСС ТУСУРа
Эл. почта: sandra_tu@mail.ru

Секция 12

ОРГАНИЧЕСКАЯ И НЕОРГАНИЧЕСКАЯ
ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СВЕТОТЕХНИКА

Председатель секции – *Тувев Василий Иванович, д.т.н., профессор, зав. каф. РЭТЭМ*

УДК 628.9.041.4

М.В. Андреева, Е.С. Ганская, Е.С. Гайбович, А.И. Черепнев

Пространственное распределение коррелированной цветовой температуры светодиодной лампы общего применения

Объектом исследования являются светодиодные лампы мощностью 4 Вт. В данной работе были проведены измерения основных характеристик светодиодной лампы и светодиодного излучающего элемента. На основе полученных результатов были построены экспериментальные зависимости.

Ключевые слова: светодиодная лампа, filament, яркость, координаты цветности, цветовая температура.

Использование энергосберегающих технологий и популярность таких инженерных решений среди потенциальных покупателей давно стала основной тенденцией современного рынка осветительных приборов. Теперь среди сберегающих энергию ламп появились ещё более инновационные приборы.

Яркий пример такого перспективного новичка на рынке – это лампы, изготовленные по уникальной технологии filament LED. Дословно первое слово названия переводится как нить накаливания. И предназначение у прибора соответствующее – замена традиционных ламп в светильниках, выполненных в лаконичном стиле ретро. При этом изделие отличается экономным потреблением электричества и может считаться полноценной «экономкой» на светодиодах [1].

Конструкция светодиодной лампы

Светодиодная лампа состоит из стеклянной колбы, внутри которой расположена опорная конструкция со светодиодным излучающим элементом (СИЭ)? и цоколя, в котором расположено устройство управления (рис. 1).



Рис. 1. Конструкция светодиодной лампы

СИЭ состоит из металлической несущей конструкции (НК), на которую приклеены 28 кристаллов из нитрида галлия, кристаллы последовательно соединены проволокой методом ультразвуковой сварки, на кристаллы нанесена люминофорная композиция (ЛК) из оптически прозрачного компаунда и порошка люминофора жёлто-зелёного и красного цвета свечения (рис. 2).



Рис. 2. Конструкция светодиодного излучающего элемента

Основные характеристики filamentных ламп

Типичная колба помечается производителями, как А60 – это стандарт грушевидной формы. Сферическая или шарообразная модель, имеющая заметно больший размер, маркируется как А95.

Основные характеристики у «стандарта» следующие:

- 1) мощность – 4–8 Вт (аналог традиционных 85 Вт для ламп накаливания);
- 2) цветовая температура света – 2700 К;
- 3) поток света – 980 лм;
- 4) отдача света – от 116 до 150 лм на каждый потреблённый ватт, в зависимости от производителя;
- 5) срок службы – в среднем 20000 ч, но есть образцы с заявленным сроком службы в 30000 ч.

Сферическая модель отличается от стандартной только световым потоком. У «сферы» он выше и достигает 1500 лм.

Диаметр цоколя может варьироваться от 12 до 27 мм (маркируется традиционно, как E27, например) [2].

Достоинства и недостатки

Преимущества:

1) их совместимость со светильниками, изначально сконструированными для ламп накаливания;

2) привычный для покупателя дизайн – такой прибор психологически проще купить;

3) высокая отдача света, обусловленная особенностями конструкции (нет дополнительных оптических элементов, излучение направлено во все стороны, прозрачные стенки у колбы);

4) возможность снижения себестоимости за счёт уже использующихся производственных мощностей (изделия можно производить в цехах, предназначенных для выпуска ламп накаливания).

Недостатки:

1) хрупкость колбы – стекло всегда бьётся от ударов;

2) более высокая стоимость моделей с качественными диммерами (в ограниченном пространстве приходится устанавливать миниатюрные и дорогие драйверы) [3].

Используемое оборудование

Яркометр-колориметр CS-200 предназначен для измерения яркости и цветности с высокой точностью. Это недорогой вариант, который прост в использовании и имеет новый автоматический режим для определения скорости измерения в соответствии с яркостью измеряемого объекта (рис. 3).

Он может измерять любой источник света в широком диапазоне уровней яркости от 0,01 до 20000000 кд/м². Выбираемая функция измерительного угла позволяет пользователю выбирать оптимальный угол 1; 0,2 или 0,1° на основе приложения.

CS-200 имеет легкий вес и аккумулятор для оптимальной переносимости. Программное обеспечение для управления данными CS-S10w входит в стандартную комплектацию. Программное обеспечение позволяет пользователю легко просматривать и управлять данными измерений. В дополнение к 20 опорным значениям можно сохранить до 101 значения измерений [4].



Рис. 3. Яркометр-колориметр Chroma Meter CS-200

Высоковольтный источник-измеритель 2410 с мощностью 20 Вт является источником питания и измерителем в диапазонах от ± 5 мВ (источник) и ± 1 мкВ (измеритель) до ± 1100 В и от ± 10 пА до ± 1 А. С более высоким диапазоном напряжения ис-

точника модель 2410-С является отличным выбором для тестирования резисторов, коэффициента напряжения, варисторов и высоковольтных диодов. Модель 2410-С измеряет ток 20 мА, генерирует напряжение 1100 В, обеспечивая дополнительное разрешение, необходимое для точного тестирования этих устройств. Функция Contact Check позволяет увеличить целостность тестирования, проверяя соединения за 350 мкс перед началом автоматического тестирования. Это исключает ошибки измерений и ложных неисправностей, связанных с плохими контактами, полочками, загрязнением, сломанными подключениями и т.д. (рис. 4).

- Встроенная память для хранения до 100 различных тестов.

- Основная погрешность 0,012% с разрешением 5 – 1/2 знаков для прецизионных измерений [5].



Рис. 4. Высоковольтный источник-измеритель Keithley 2410

Спектроколориметр «ТКА-ВД» предназначен для измерения координат цветности и коррелированной цветовой температуры источников света в Международной колориметрической системе МКО 1931 и 1976 гг., в плоскости освещённости, создаваемой нормально расположенными источниками, или в режиме измерения яркости самосветящихся поверхностей накладным способом и в режиме измерения яркости киноэкранов (рис. 5).



Рис. 5. Спектроколориметр «ТКА-ВД»

Конструктивно «ТКА-ВД» состоит из трёх функциональных блоков:

- 01 «Яркость» (сменный оптоэлектронный блок с кабелем, входной тубус Ø21 с линзой),

- 02 «Освещённость» (сменный оптоэлектронный блок с кабелем, входное окно с молочным стеклом Ø17),

- блок обработки сигнала с 15-контактным разъемом для подключения сменного оптоэлектронного блока, с гибкой клавиатурой и двухстрочным символьным дисплеем, с подсветкой.

В приборе реализована уникальная возможность определения значений коррелированной цветовой температуры в режиме реального времени и вычисления точных значений координат цветности источника излучения [6].

Методика и результаты эксперимента

Для измерения светодиодной линейки был использован яркометр-колориметр Chroma Meter CS-200, закрепленный на роботе-манипуляторе TABLETOP ROBOT TT-C3-I-2020-10B, а СИЭ был подключен к источнику питания Keithley 2410.

СИЭ был закреплен на столешнице робота, подключен к источнику питания, а у яркометра-колориметра был настроен фокус на СИЭ.

В программном обеспечении (ПО) робота были заданы координаты начала, координаты конца движения, шаг и время задержки на одном месте.

В ПО яркометра-колориметра были заданы временной промежуток между замерами и их количество.

Длина светодиодной линейки составляет 38 мм, на диаграммах (рис. 6–8) эта длина поделена на 125 точек, в которых проводились измерения.

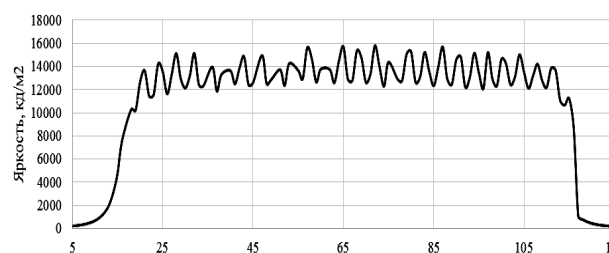


Рис. 6. Распределение яркости светодиодного излучающего элемента

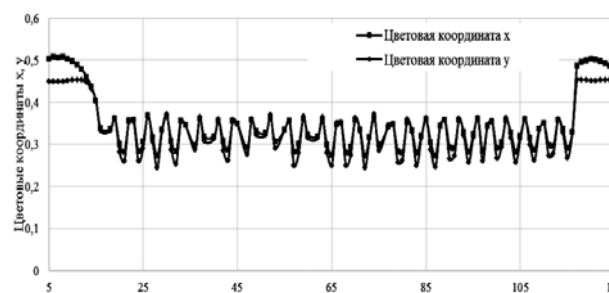


Рис. 7. Распределение цветных координат светодиодного излучающего элемента

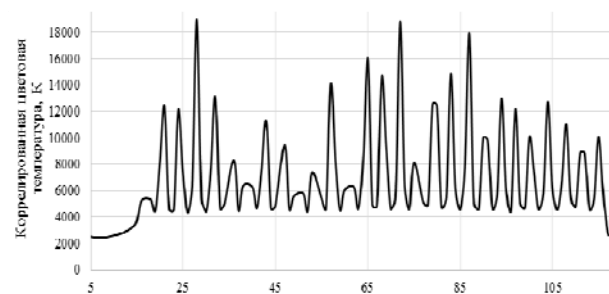


Рис. 8. Распределение коррелированной цветовой температуры ($T_{ц}$) светодиодного излучающего элемента

Пики на диаграмме (см. рис. 6) соответствуют количеству кристаллов, монтированных на подлож-

ку. Максимальная яркость составляет 15809 кд/м^2 , средняя яркость всей линейки – 14454 кд/м^2 . Допустимая разность значений яркости пиков на диаграмме будет составлять примерно 2800 кд/м^2 , это 20% от среднего значения яркости. Эта разность не заметна для человеческого глаза, а значит свет, излучаемый СИЭ, будет равномерным.

Цветовая температура $T_{ц}$ зависит от состава люминофорной композиции (ЛК), а также от равномерного распределения порошка люминофора в компаунде. В процессе изготовления СИЭ люминофорный порошок может быть неравномерно распределен, частички накладываются друг на друга, и при измерении $T_{ц}$ можно заметить разное значение, что и объясняет наличие пиков на диаграмме (рис. 8). Максимальная цветовая температура на СИЭ составляет 18905 К , среднее значение $T_{ц} = 11453 \text{ К}$.

Далее проводились измерения светодиодной лампы мощностью 4 Вт (рис. 9).



Рис. 9. Объект исследования – лампа светодиодная 4 Вт: а – лампа светодиодная в меридиональной плоскости; б – лампа светодиодная в азимутальной плоскости

Для измерения основных характеристик лампы использовался спектроколориметр «ТКА-ВД». Так как необходимо было измерить параметры лампы при разных углах поворота, она крепилась к гониофотометру. Далее напротив лампы устанавливался спектроколориметр и проводились измерения.

Результаты измерений представлены на рис. 10–12.

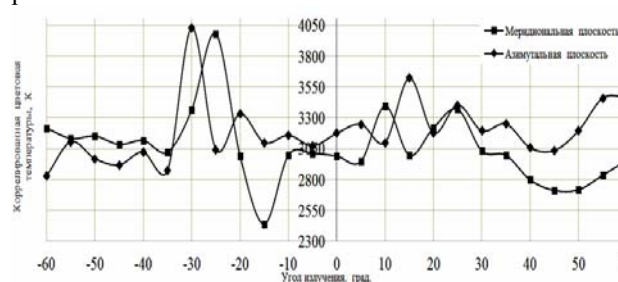


Рис. 10. Зависимость коррелированной цветовой температуры от угла излучения лампы светодиодной

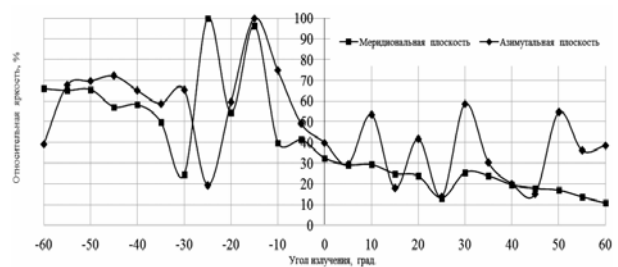


Рис. 11. Зависимость относительной яркости от угла излучения

При измерении яркости и температуры цвета под разными углами на диаграммах схожи пики, это объясняется расположением СИЭ в лампе.

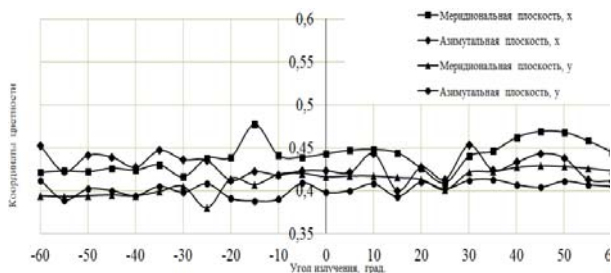


Рис. 12. Зависимость цветковых координат от угла излучения

Заключение

По результатам работы видно, что распределение коррелированной цветовой температуры в СИЭ несущественно влияет на $T_{ц}$ лампы. Однако в местах соединения СИЭ $T_{ц}$ выше, чем $T_{ц}$, распределенная по лампе, в целом.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проекта RFMEFI57717X0266.

Литература

1. Filament LED [Электронный ресурс]. – Режим доступа <http://energylogia.com/home/elec/filament-led.html> (дата обращения: 16.09.18).
2. Тайны филаментных светодиодных ламп [Электронный ресурс]. – Режим доступа <https://market.elec.ru/pomer/56/tajny-filamentnyh-svetodiodnyh-lamp/> (дата обращения: 16.09.18).
3. Что такое филаментная LED-лампа [Электронный ресурс]. – Режим доступа <http://ledno.ru/lampy/led-filamentnye.html> (дата обращения: 17.09.18).

4. CS-200 Color and Luminance Meter [Электронный ресурс]. – Режим доступа <https://sensing.konicaminolta.us/products/cs-200-color-and-luminance-meter/> (дата обращения: 17.09.18).

5. KEITHLY 2410 [Электронный ресурс] – Режим доступа <https://ru.farnell.com/keithley/2410/meter-source-meter-1100v/dp/2074738> (дата обращения: 17.09.18).

6. Спектроколориметр «ТКА-ВД» [Электронный ресурс]. – Режим доступа <http://www.tkaspb.ru/main/index.php?productID=2> (дата обращения: 18.09.18).

7. Солдаткин В.С., Афонин К.Н., Каменкова В.С., Ганская Е.С., Туев В.И. Определение температурной зависимости электрических и световых параметров светодиодных элементов в лампе общего назначения // Доклады ТУСУРа. – 2017. – Т. 20, № 3. – С. 148–151.

Андреева Мария Владимировна

Студентка каф. РЭТЭМ РКФ ТУСУРа
Эл. почта: mariya_andreeva_97@bk.ru

Ганская Елизавета Сергеевна

Студентка каф. РЭТЭМ РКФ ТУСУРа
Эл. почта: lizanka_ganskaya@mail.ru

Гайбович Евгений Сергеевич

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: evgen119966@yandex.ru

Черепнев Александр Игоревич

Студент ИШНПТ, отд. материаловедения НИТПУ
Эл. почта: cherepnev.aleksandr@gmail.com

УДК 621.32.032

К.В. Тепляков, М.В. Андреева, К.Н. Афонин, Е.С. Ганская

Результаты моделирования тепловых характеристик светодиодного излучающего элемента

Современное развитие ламп общего применения направлено на использование в них светодиодных излучающих элементов. Несмотря на то, что лампы общего применения являются хорошо изученной областью светотехники, однако с началом применения в таких лампах светодиодных излучающих конструкций возникает проблема, связанная с улучшением эффективности отведения и рассеивания выделяемого тепла в окружающую среду.

Рассматриваются результаты компьютерного моделирования излучающих конструкций светодиодных ламп общего применения.

Ключевые слова: полупроводник, $p-n$ -переход, светодиодная филаментная лампа, компьютерное моделирование, ANSYS.

С момента открытия излучения, генерируемого полупроводниковым материалом, и до нашего времени прошло более 100 лет, а полупроводниковая светотехника продолжает активно развиваться. Развитие происходит как в сторону увеличения интенсивности генерируемого излучения, что приводит к

появлению высокоомощных излучателей, так и в сторону создания более привычных для человека форм-факторов излучающих приборов. К такому форм-фактору можно отнести ставший уже привычным внешний вид ламп накаливания, который представляет собой стеклянную колбу с расположенным

внутри светящимся телом. В обоих случаях используемые конструктивные решения имеют ограничения в интенсивности генерируемого излучения, которое обусловлено сильной негативной подверженностью полупроводниковых излучателей к ухудшению излучательной способности при увеличении температуры вследствие выделяемого Джоулева тепла вплоть до перегрева и потери работоспособности.

При изготовлении высокоомощных полупроводниковых излучателей используется метод отведения тепла от излучающего элемента с последующим рассеиванием в окружающей среде за счет использования материалов с высокой теплопроводностью, например медь или алюминий. При создании полупроводниковых источников излучения с внешним видом, приближенным к лампам накаливания, так называемых филаментных ламп, практически отсутствует возможность использовать массивные радиаторы, поскольку данные лампы имеют замкнутую конструкцию, что несколько затрудняет задачу отведения тепла от излучающего полупроводника (кристалла) с последующим рассеиванием в окружающую среду. Осложняет ситуацию тот факт, что основным материалом, при помощи которого создается замкнутый объем, является стекло, которое является очень плохим проводником тепла. В связи с данной особенностью очень остро встает вопрос максимизации эффективности отведения тепла. Известно, что на режим работы и срок службы светодиодного элемента напрямую влияет его рабочая температура [1–3].

На рис. 1 представлено схематическое изображение филаментной лампы. Данная лампа представляет собой стеклянную колбу, внутри которой располагаются от четырех до восьми металлических линеек, на которых располагается по 28 излучающих полупроводниковых кристаллов синего цвета свечения. Для получения излучения белого цвета кристаллы покрываются слоем герметизирующего компаунда с люминофором, который часть синего излучения преобразует в желтое. При смешении синего и желтого излучения получается белое.



Рис. 1. Схематическое изображение филаментной лампы

Для увеличения эффективности отвода тепла от кристаллов и металлических линеек полость внутри лампы заполняется гелием [4–6].

Цели выполнения моделирования

Для увеличения эффективности теплоотвода возможно использование различных клеев, при по-

мощи которых происходит приклеивание полупроводниковых кристаллов к металлической линейке, возможно создание линейки из различных материалов, например из сапфира. Возможно изменение эффективности отведения тепла за счет изменения расположения полупроводниковых кристаллов на линейке.

Целью данной работы является определение влияния каждого фактора (расположение кристалла, материал подложки и материал клея) на величину перегрева излучающего полупроводникового кристалла.

Описание модели и граничных условиях

Анализируя конструктивные особенности исполнения филаментных ламп и поставленные задачи было решено провести сравнение результатов при равных условиях тепловыделения и рассеивания тепла. В связи с тем, что в филаментных лампах используются полупроводниковые кристаллы синего свечения, КПД которых обычно составляет 45–50%, было решено в качестве метода выделения тепла использовать генерацию тепла в объеме активной области кристаллов, которая будет равняться 0,35 Вт, поскольку известно, что одна линейка с полупроводниковыми кристаллами потребляет 0,7 Вт электрической мощности, а 50% этой мощности выделяется в виде излучения и выводится за пределы лампы. Имея информацию о том, что теплопроводность смеси компаунда и люминофора много меньше теплопроводности металлической линейки, то теплоотводом через люминофор пренебрегаем, кроме того, в связи с исключением теплоотвода через смесь компаунда с люминофором нет необходимости при моделировании их учитывать.

В качестве излучающего элемента использовалась модель кристалла ES-EABCF08Q компании Epistar размером (480×200) мкм и общей толщиной 130 мкм. На металлическом основании, сделанном на серебряной стали, равномерно по всей длине располагались данные кристаллы при помощи теплопроводящего клея Loctite Ablestik 84-1LMIT1 толщиной 30 мкм. Кристаллы на металлическом основании располагались таким образом, чтобы длинная сторона кристалла была сонаправлена с длинной стороной основания. Модель излучающего кристалла представляла собой последовательность следующих слоев:

- слой сапфира толщиной 124 мкм;
- слой полупроводника GaN толщиной 5 мкм;
- активный слой полупроводника GaN толщиной 0,3 мкм;
- слой полупроводника GaN толщиной 0,7 мкм.

Получение распределения температуры во всей моделируемой конструкции возможно не только после создания самой модели, но и после приложения граничных условий, которые задают области и условия выделения тепла, а также области, отвечающие за отвод тепла. В качестве тепловыделяющей области были выбраны активные области кристаллов, причем выделяемая тепловая мощность равномерно

распределена между всеми кристаллами. Так как вся конструкция покрывается люминофорной композицией с очень плохой способностью к отводу тепла, то в качестве теплоотводящих областей выбраны поверхности металлического основания, которые не покрыты люминофорной композицией. Данными поверхностями будут поверхности, отстоящие от края металлического основания на 3 мм. В качестве упрощенного метода отвода тепла от теплорассеивающей поверхности будет использоваться процесс конвекции при условии постоянства температуры окружающей среды 25 °С.

Полученные результаты

В результате проведения расчетов распределения температуры в заданной модели в состоянии термодинамического равновесия и с каждым набором изменяющихся параметров были получены профили распределения температуры. На рис. 2 представлен общий вид распределения температуры в объеме моделируемой конструкции.

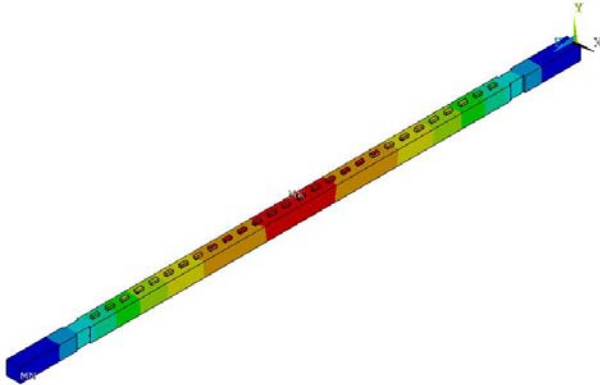


Рис. 2. Общий вид распределения температуры в объеме модели

В ниже приведенных таблицах представлены значения максимальных (T_{\max}) и минимальных (T_{\min}) значений температуры в моделируемой конструкции в зависимости от используемых материалов в качестве клея и несущей конструкции соответственно при условии, что длинная сторона кристалла располагается параллельно длинной стороне несущей конструкции, что представлено в табл. 1, а в табл. 2 представлены аналогичные результаты моделирования при условии, что длинная сторона кристалла располагалась перпендикулярно длинной стороне несущей конструкции.

Таблица 1

Результаты моделирования для размещения кристалла вдоль длинной стороны

Основание	Клей	$T_{\min}, ^\circ\text{C}$	$T_{\max}, ^\circ\text{C}$
Сталь	Loctite	57,7164	80,0036
Сталь	Ток-2	57,7164	80,8767
Сталь	Dow Corning	57,7164	81,2225
Сталь	Diemat	57,7164	78,9646
Сапфир	Loctite	56,6627	102,683
Основание	Клей	$T_{\min}, ^\circ\text{C}$	$T_{\max}, ^\circ\text{C}$
AlN керамика	Loctite	58,0978	72,0254
Al ₂ O ₃ керамика	Loctite	54,9814	140,987

Таблица 2

Результаты моделирования для размещения кристалла поперек длинной стороны

Основание	Клей	$T_{\min}, ^\circ\text{C}$	$T_{\max}, ^\circ\text{C}$
Сталь	Loctite	57,7164	80,1357
Сталь	Ток-2	57,7164	81,0052
Сталь	Dow Corning	57,7164	81,3501
Сталь	Diemat	57,7164	79,1089
Сапфир	Loctite	56,6627	102,999
AlN керамика	Loctite	58,0978	72,1001
Al ₂ O ₃ керамика	Loctite	54,9814	141,668

Заключение

На основании полученных результатов можно сделать вывод о том, что сочетание материала основания и используемого клея обладает хорошими теплоотводящими характеристиками, однако для увеличения эффективности отвода тепла от кристалла с последующим рассеиванием в окружающей среде необходимо рассмотреть вариант с использованием в качестве основания алюмонитридную керамику, а в качестве клея использовать клей Diemat.

При анализе результатов относительно размещения кристалла на несущей конструкции прослеживается закономерность, согласно которой длинную сторону рассматриваемого кристалла необходимо размещать по направлению длинной стороны несущей конструкции.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проекта RFMEFI57717X0266.

Литература

1. Гонин М. Спасительная прохлада, или Теплоотвод для мощных светодиодных матриц // Новости электроники + светотехника. – 2013. – № 2 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.compel.ru> (дата обращения: 28.02.2018).
2. Тукшаитов Р. Как обеспечить заявленный срок службы светодиодных ламп // Полупроводниковая светотехника. – 2016. – № 3. – С. 8–11.
3. Солдаткин В.С. Анализ срока службы светодиодных излучающих элементов / В.С. Солдаткин, Ю.В. Ряполова, К.Н. Афонин и др. // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 3. – С. 55–61.
4. Обзор filamentных светодиодных ламп томича [Электронный ресурс]. – <http://led-obzor.ru/filamentnyih-svetodiodnyih-lamp-tomicha>. – Уровень доступа – свободный (дата обращения: 20.09.2018).
5. Starosek D. Dependence on gas of the thermal regime and the luminous flux of LED filament lamp / D. Starosek, A. Khomyakov, K. Afonin, Y. Ryapolova, V. Tuvet // AIP Conference Proceedings Prospects of fundamental sciences development (PFS2016): proceedings of the xiii international conference of students and young scientists aip conf. Proc. 1772, 060008. – 2016. – P. 1551–7616.
6. Feng W. Simulation and Optimization on Thermal Performance of LED Filament Light Bulb / W. Feng, B. Feng, F. Zhao, B. Shieh, R. Lee // Proceedings of the 12th China International Forum on Solid State Lighting (SSLCHINA-2015). – 2015. – Vol. 12. – P. 88–92.

Тепляков Константин Владимирович
Инж. 2-й кат. каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: Rjcnz-nuts@mail.ru

Афонин Кирилл Нильевич
Аспирант каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: pa3z@mail.ru

Андреева Мария Владимировна
Студентка каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: mariya_andreeva_97@bk.ru

Ганская Елизавета Сергеевна
Студентка каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: lizanka_ganskaya@mail.ru

УДК 628.9.038

М.В. Андреева, Е.С. Ганская, Д.К. Нуриев, К.В. Тепляков

Исследование оптических характеристик люминофорных композиций для белых светодиодов и светодиодных излучающих элементов

Объектом исследования данной работы является люминофорная композиция. Были определены размер частиц и элементный состав люминофоров. Также были измерены основные оптические характеристики люминофорных композиций.

Ключевые слова: светодиод, люминофор, люминофорная композиция.

Светодиод, или светоизлучающий диод (СД, СИД; англ. light-emitting diode, LED), – полупроводниковый прибор с электронно-дырочным переходом, создающий оптическое излучение при пропускании через него электрического тока в прямом направлении.

Излучаемый светодиодом свет лежит в узком диапазоне спектра. Иными словами, его кристалл изначально излучает конкретный цвет (если речь идёт об СД видимого диапазона) в отличие от лампы, излучающей более широкий спектр, где нужный цвет можно получить лишь применением внешнего светофильтра. Диапазон излучения светодиода во многом зависит от химического состава использованных полупроводников [1].

Принцип работы СИД

При пропускании электрического тока через $p-n$ -переход в прямом направлении носители заряда – электроны и дырки – рекомбинируют с излучением фотонов (из-за перехода электронов с одного энергетического уровня на другой).

Не все полупроводниковые материалы эффективно испускают свет при рекомбинации. Лучшие излучатели относятся к прямозонным полупроводникам (т.е. к таким, в которых разрешены прямые оптические переходы зона-зона), типа АІІВV (например, GaAs или InP) и АІІВVI (например, ZnSe или CdTe). Варьируя состав полупроводников, можно создавать светодиоды для всевозможных длин волн от ультрафиолета (GaN) до среднего инфракрасного диапазона (PbS).

Диоды, сделанные из непрямозонных полупроводников (например, кремния, германия или карбида кремния), свет практически не излучают. Впрочем, в связи с развитием кремниевой технологии активно ведутся работы по созданию светодиодов на основе кремния. Советский жёлтый светодиод КЛ 101 на основе карбида кремния выпускался ещё в 70-х годах, однако имел очень низкую яркость. В последнее

время большие надежды связываются с технологией квантовых точек и фотонных кристаллов [2].

Конструкция люминофорных светодиодов

Современный люминофорный светодиод – это сложное устройство, объединяющее много оригинальных и уникальных технических решений (рис. 1). Светодиод имеет несколько основных элементов, каждый из которых выполняет важную, зачастую не одну функцию.

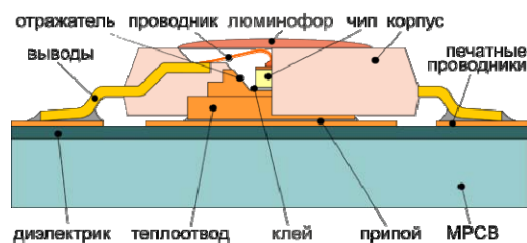


Рис. 1. Конструкция люминофорного светодиода

Светодиодный чип. Полупроводниковый материал, используемый в составе светодиодов, кроме собственно способности излучать свет с высокой эффективностью, должен иметь хорошую оптическую прозрачность (для обеспечения свободного выхода квантов света из активной области), иметь хорошую электрическую проводимость (для снижения активных потерь при прохождении тока) и ещё удовлетворять многим критериям технологичности в производстве.

Люминофор. Слои люминофора или смеси люминофоров подбираются весьма тщательно. Кроме достаточно широкого спектра переизлучения, активный материал и вещество, которое играет роль носителя, должны обеспечивать минимальный уровень безызлучательного поглощения. Особое внимание уделяется температурной стойкости и стабильности при длительной работе. Способ нанесения люминофора во многом определяет цветовые характеристики

ки, в том числе угловые характеристики цвета и яркости.

Кристаллодержатель. Медный или другой материал, обработанный специальным образом для обеспечения хороших отражающих свойств и максимальной теплопроводности. Современные конструкции светодиодов позволяют обеспечить достаточно низкое тепловое сопротивление, например за счёт пайки на поверхность (SMD) теплопроводного элемента корпуса светильника. Кристаллодержатель обычно сочетает в себе и функцию отражателя света, поскольку часть переизлучённой энергии, а также часть рассеянного в слое люминофора света возвращается обратно.

Клей или эвтектический сплав. Способ крепления светодиодного чипа в корпусе должен обеспечивать прочность соединения, хороший и равномерный электрический контакт и отличную теплопроводность. Кроме этого, должен иметь хорошую отражающую способность и выдерживать длительное воздействие высокой температуры.

Отражатель. Форма и размер отражателя совместно с оптической линзой формируют необходимую диаграмму направленности светодиода. Для увеличения отражающей способности поверхности кристаллодержателя, отражателя и токоподводящих элементов имеют специальные покрытия из различных материалов, от простых вариантов из серебра и алюминия до сложных композитных покрытий, представляющих собой распределённый брэгговский отражатель.

Защитный компаунд, объединяющий собственно элемент, защищающий структуру светодиода от коррозии и воздействия окружающей среды, и линзу (в случае необходимости фокусирования светового потока).

Токоподводящие элементы. Проводники или токоподводящие нити подводят ток к верхней, направленной наружу стороне полупроводникового чипа. Такой проводник и способ его крепления должны, с одной стороны, обеспечить хороший контакт и низкое активное сопротивление току, с другой стороны, не должны препятствовать выходу света.

Все элементы конструкции светодиода испытывают тепловые нагрузки и должны быть подобраны с учетом степени их теплового расширения. И немаловажным условием хорошей конструкции являются технологичность и низкая стоимость сборки светодиодного прибора и монтажа его в светильник [2].

Достоинства и недостатки люминофорных светодиодов

Учитывая высокую стоимость светодиодных источников освещения по сравнению с традиционными лампами, необходимы веские причины для использования таких устройств:

1. Основное преимущество белых светодиодов – высокий КПД. Низкое удельное энергопотребление позволяет применять их в длительно работающих источниках автономного и аварийного освещения.

2. Высокая надежность и длительный срок службы позволяют говорить о возможной экономии

на замене ламп. Кроме того, использование светодиодных источников света в труднодоступных местах и уличных условиях позволяет снизить затраты на обслуживание.

3. Малый вес и размер устройств. Светодиоды отличаются малыми габаритами и пригодны для использования в труднодоступных местах и малогабаритных переносных устройствах.

4. Отсутствие ультрафиолетового и инфракрасного излучения в спектре позволяет использовать светодиодное освещение без вреда для человека и в специальных целях (например, для освещения раритетных книг или других подверженных влиянию света предметов), так как ультрафиолет губителен для тканей, живописи и кожи человека, а инфракрасное излучение дает много тепла и может привести к ожогам. Однако безопасность видимого спектра также бывает переоценена.

Но есть и недостатки:

1. Белые светодиоды в производстве значительно дороже и сложнее аналогичных по световому потоку ламп накаливания, хотя их цена постоянно снижается.

2. Обладают в большинстве невысоким качеством цветопередачи (индекс CRI, по сравнению с солнечным цветом), которое, однако, постоянно растет с развитием технологий производства светодиодов и их сочетаний в конечном продукте (лампы, светильники).

3. Существуют опасения о вреде светодиодных источников для подверженных влиянию света предметов, например произведений искусства. Также вероятно вредное воздействие на органы зрения. Следует отметить, что подобные утверждения и исследования, как правило, относятся к холодным лампам (>5000 К, чей свет в значительной мере отличается от привычного солнечного спектра).

4. Принципиальная невозможность работы при повышенных температурах окружающей среды более 60–80 °С [3].

Используемое оборудование

1. Отражательный электронный микроскоп (рис. 2) предназначен для исследования морфологии и химического состава поверхности твердых образцов. Химический состав определяется путем измерения энергии рентгеновского излучения, возникающего при взаимодействии электронного пучка с поверхностью образца. Микроснимки получают от 20 до 10000 кратного увеличения [4].



Рис. 2. Отражательный электронный микроскоп ТМ-1000

2. С помощью лазерного эллипсометра (рис. 3) можно получить широкий комплекс показателей. Его работа основана на измерении эллипсометрических параметров во времени, на базе которых могут быть в деталях описаны свойства отражающей системы, такие как толщина растущей оксидной пленки, оптические характеристики, наличие рельефа [5].



Рис. 3. Лазерный эллипсометр RHE101

Химико-морфологические характеристики люминофоров

При помощи отражательного электронного микроскопа ТМ-1000 «Tabletop Microscope» были получены снимки порошков люминофоров в 1000-кратном увеличении. Одновременно с этим проводятся операции вычисления химического состава люминофоров, которые выводятся в рабочую систему в виде диаграмм. Результаты представлены в табл. 1.

Таблица 1

Размер частиц и состав люминофора

Люминофор	Размер частиц, мкм	Состав
L-540S	10	Y – 35%; Al – 52,7%; Rh – 9,9%; Ir – 2,5%
L-550S	15	O – 40,7%; C – 43,3%; Y – 5,3%; Al – 7,3%; N – 3,3%
L-560S	15,5	O – 40,3%; Y – 5,7%; F – 1,1%; Al – 14%; C – 39,9%

Y – иттрий; Al – алюминий; Rh – родий; Ir – иридий; N – азот; O – кислород; F – фтор; C – углерод.

Изготовление люминофорной композиции

Для исследования и приготовления люминофорной композиции были выбраны люминофоры (L-540S L-550S L-560S) от компании «Монокристал» и компаунд серии RT604 от компании «Эластосил». В табл. 2 представлены основные характеристики выбранных люминофоров.

Таблица 2

Основные технические характеристики люминофоров

Серия	Пиковая длина волны излучения	Пиковая длина волны возбуждения	Эффективность, %
L-540S	540	450–470	95
L-550S	550	450–470	100
L-560S	560	450–470	92

Для того чтобы изготовить люминофорную композицию, необходимо было воспользоваться сверхточными лабораторными весами и сушильной камерой. Для начала в чаше смешивался компаунд с

отвердителем в пропорции 9:1 (для данной серии компаунда).

Далее от общей массы компаунда рассчитать 7% для порошка люминофора. В чашечку с компаундом добавить взвесь люминофора и тщательно перемешать, в итоге получить однородную консистенцию. Вылить полученную люминофорную композицию на основание (в нашем случае на предметное стекло) (рис. 4). После сразу же поместить ЛК в сушильную камеру на 30 мин при поддержании постоянной температуры, равной 70 °С.

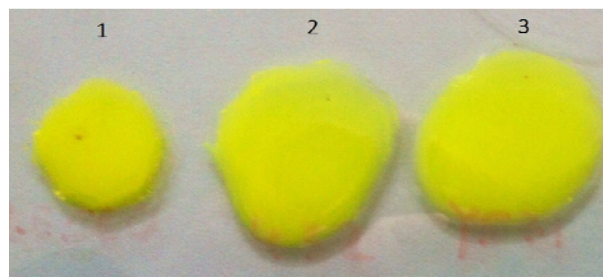


Рис. 4. Образцы экспериментальных люминофорных композиций: 1 – люминофорная композиция L-540S; 2 – люминофорная композиция L-550S; 3 – люминофорная композиция L-560S

Эллипсометрические характеристики

Эллипсометрия является основным методом измерения спектров оптических постоянных полупроводников, диэлектриков и металлов. Метод одинаково хорошо применим как для прозрачных, так и для сильно поглощающих сред, объемных образцов и тонких пленок. Единственное требование к образцам – наличие бездефектной зеркальной поверхности.

В отличие от фотометрии, где регистрируется только интенсивность отраженного или прошедшего света, в единичном акте эллипсометрических измерений получают сразу две величины – эллипсометрические параметры W и D , характеризующие амплитудные и фазовые изменения световой волны. Благодаря этому, становится возможным одновременное определение показателей преломления и поглощения материала. Это обстоятельство используется либо для уточнения измеренных спектров и уменьшения ошибок эксперимента, либо для экстраполяции экспериментальных данных на более широкий спектральный диапазон [6].

Используя лазерный эллипсометр RHE101, измерили показатели преломления (n), отражения (R) и коэффициент поглощения (k). Результаты приведены в табл. 3.

Таблица 3

Результаты измерений

Образец	Коэффициент поглощения (k), при длине волны 632,8 нм	Показатель отражения (R), в % от показателя отражения серебра (100%)	Показатель преломления (n), при длине моноволны 632,8 нм	Процент оптического излучения вышедшего из кристалла
L-540S	0,03	5,5%	1,3	6
L-550S	0,023	1,4%	1,5	9
L-560S	1,611	5,3%	1,6	10

Заключение

В результате проделанной работы были выполнены следующие задачи:

- определены химико-морфологические характеристики люминофоров (L-540S, L-550S, L560S);
- измерены оптические характеристики люминофорных композиций;
- рассчитаны потери оптической мощности на внутреннее отражение при переходе из оптической среды кристалла в оптическую среду люминофорной композиции;
- изготовлены образцы люминофорных композиций, содержащие желтый и красный люминофоры.

Дальнейшие исследования в этом направлении не заканчиваются. Полученные образцы люминофорных композиций будут тестироваться с использованием синего светодиода, измеряться спектроколориметрические и эллипсометрические параметры.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проекта RFMEFI57717X0266.

Литература

1. Светодиоды. Принцип работы. Основные характеристики [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/1744804> (дата обращения: 12.03.2018).
2. Индекс цветопередачи [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Индекс_цветопередачи (дата обращения: 23.03.2018).
3. Тенденции развития светодиодов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://trialight.ru/articles/led-market-trends.html> (дата обращения: 5.04.2018).
4. Отражательный электронный микроскоп [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.solid.nsc.ru/science/equipment/tm1000.php> (дата обращения: 19.04.2018).
5. Лазерный эллипсометр [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.directindustry.com.ru/prod/angstrom-advanced/product-55646-840505.html> (дата обращения: 19.04.2018).

УДК 628.941

А.Ю. Олисовец, В.И. Туев, С.П. Шкарупо, Д.А. Решетов

Разработка устройства питания светодиодных источников света с повышенным коэффициентом мощности

Представлено устройство питания светодиодных ламп с повышенным коэффициентом мощности и постоянным световым потоком.

Ключевые слова: преобразователь, светодиодная лампа, светоизлучающий диод, коэффициент мощности.

В последние годы светодиодные лампы уверенно увеличивают свое присутствие на рынке светотехнической продукции. Доминирующую позицию удерживают светодиодные лампы мощностью до 15 Вт [1].

Известно [2], что для питания светодиодов необходим постоянный ток. Именно это обязывает иметь в конструкции лампы преобразователь, задачей которого является обеспечение работы светодиодов в номинальном режиме при постоянном токе.

6. Эллипсометрия [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://studfiles.net/preview/5701968/page:35/> (дата обращения: 29.04.2018).

7. Официальный сайт компании «Монокристалл» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://monocrystal.ru/> (дата обращения: 2.05.2018).

8. Ганская Е.С., Косачева Г.А., Нурiev Д.К., Солдаткин В.С. Мощный светодиод белого цвета свечения // Матер. докл. XIII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления»: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр. – 2017. – С. 284–286.

9. Ганская Е.С., Андреева М.В., Косачева Г.А., Солдаткин В.С. Исследование оптических характеристик люминофорных композиций светодиода белого цвета свечения // Матер. докл. Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018», Томск, 16–18 мая 2018 г.: в 8 ч. – Томск: В-Спектр, 2018 – Ч. 2. – С. 307–309.

10. Солдаткин В.С., Афонин К.Н., Каменкова В.С. и др. Определение температурной зависимости электрических и световых параметров светодиодных элементов в лампе общего назначения // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 3. – С. 148–151.

Андреева Мария Владимировна

Студентка каф. РЭТЭМ РКФ ТУСУРа
Эл. почта: maria_andreeva_97@bk.ru

Ганская Елизавета Сергеевна

Студентка каф. РЭТЭМ РКФ ТУСУРа
Эл. почта: lizanka_ganskaya@mail.ru

Нурiev Дамир Камилович

Программист каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: jalkin@yandex.ru

Тепляков Константин Владимирович

Аспирант НИТПУ
Эл. почта: rjcnz-nuts@mail.ru

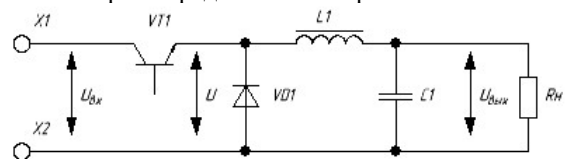


Рис. 1. Преобразователь понижающего типа

У данных преобразователей ряд достоинств: они относительно дешевы, просты в изготовлении и имеют коэффициент пульсаций выходного напряжения не более 20%.

Однако чаще всего эти преобразователи имеют относительно небольшой коэффициент мощности (не более 0,6).

Известно [3], что в связи с Постановлением правительства № 1356 от ноября 2017 г. все светодиодные лампы мощностью от 5 до 25 Вт должны иметь коэффициент мощности более 0,7 и коэффициент пульсаций не более 10%.

Данное постановление накладывает существенное ограничение на производство и продажу данных преобразователей, а также увеличивает их стоимость [1].

Целью данной работы является разработка устройства питания светодиодных источников света с повышенным коэффициентом мощности.

В качестве данного источника питания предлагается схема линейного преобразователя (рис. 2) [4].

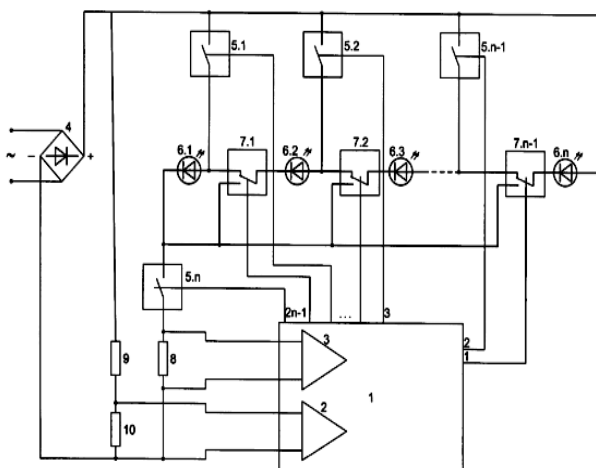


Рис. 2. Функциональная схема предлагаемого устройства

Данная схема работает следующим образом.

В выключенном состоянии ключи 5.1, ..., 5.n разомкнуты, ключи 7.1, ..., 7.n-1 нормально замкнуты, что предотвращает выход светоизлучающих диодов (СИД) из строя при включении устройства. При включении устройства контроллер 1 с помощью аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) 2 определяет момент перехода пульсирующего напряжения на выходе диодного выпрямителя 4 через ноль и подает логические сигналы на управляющие входы управляемых ключей таким образом, чтобы управляемые ключи 5.1, 5.2, ..., 5.n перешли в замкнутое состояние, а ключи 7.1, 7.2, ..., 7.n-1 переключились на нормально разомкнутый контакт. Аноды СИД 6.1, 6.2, ..., 6.n-1 через замкнутые ключи 5.1, ..., 5.n-1 подключаются к аноду СИД 6.n и плюсовой выходной клемме диодного выпрямителя.

В результате к выходным клеммам диодного выпрямителя 4 последовательно подключаются ключ 5.n, резистор 8 и параллельно соединенные СИД 6.1, 6.2, ..., 6.n. Светятся СИД 6.1, 6.2, ..., 6.n.

Общий световой поток в n раз больше светового потока одного СИД. С увеличением значения напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 значение тока возрастает. Ток в цепи контролируется контроллером 1 с помощью АЦП 3 по падению напряжения на резисторе 8. При достижении током в цепи максимального значения для выбранного типа СИД контроллер 1 изменяет логические сигналы на управляющих входах управляемых ключей таким образом, чтобы управляемые ключи с нечетными номерами 5.1, 5.3, ... переключились в разомкнутое состояние, а ключи 7.2, 7.4, ... с четными номерами переключились на нормально разомкнутый контакт.

К выходным клеммам диодного выпрямителя 4 через замкнутый ключ 5.n и резистор 8 подключается параллельно включенная группа из параллельно включенных СИД в группе. Светятся СИД 6.1, 6.2, ..., 6.n, если n – четное, или 6.1, 6.2, ..., 6.n-1, если n – нечетное. Общий световой поток в n или $(n-1)$ раз больше светового потока одного СИД. При дальнейшем увеличении напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 контроллер поочередно подключает цепь из параллельно включенных групп по три, четыре, ... последовательно соединенных СИД в группе. После достижения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 максимального мгновенного значения напряжения и соответственно тока, протекающего по цепи СИД 6.1; 6.2; ... 6.n, замкнутый ключ 5.n, резистор 8, напряжение и ток уменьшаются. При достижении тока в цепи минимального значения для выбранного типа СИД контроллер 1 изменяет логические сигналы на управляющих входах управляемых ключей таким образом, чтобы управляемый ключ 5.n-1 перешел в замкнутое состояние.

При дальнейшем уменьшении напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 контроллер поочередно подключает цепь из параллельно включенных групп по ... четыре, три, два, один ... последовательно соединенных СИД в группе. В результате в каждый интервал времени между переключениями ключей за период переменного питающего напряжения светятся все n или почти все СИД, обеспечивая постоянство светового потока.

По предлагаемой функциональной схеме (см. рис. 2) изготовлен макет устройства, содержащий 10 СИД.

Данный макет печатного узла светодиодной лампы представлен на рис. 3.



Рис. 3. Макет печатного узла светодиодной лампы

Макет имеет двухуровневую конструкцию. На первом уровне находится схема управления и питания светодиодной лампы.

На втором же уровне располагаются непосредственно сами светодиоды.

Макет разработан для последующего создания светильника с напряжением питания 36 В.

В качестве ключей использованы четырехканальные транзисторные оптопары Vishay SFH6916, которые управляются микроконтроллером AVR Atmega8535. Благодаря встроенному АЦП он отслеживает напряжение и в зависимости от его значения включает и отключает оптопары согласно алгоритму, представленному выше. В качестве светодиодов использованы светодиоды марки ARL2-10203UWC. При частоте питающей сети 50 Гц значение частоты пульсаций светового потока равно 1000 Гц. Пульсация освещенности свыше 300 Гц согласно [5] не оказывает влияния на общую и зрительную работоспособность человека и не подлежит нормированию.

С помощью цифрового измерителя мощности GPM-8212 проведено измерение коэффициента мощности. Его значение составило 0,998.

Таким образом, в данной работе предложен линейный преобразователь напряжения с высоким значением коэффициента мощности.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проекта RFMEFI57717X0266.

Литература

1. Клыков М.Е., Агафонова Т.А. Современное состояние и перспективы развития пускорегулирующих и управ-

ляющих устройств для разрядных и светодиодных источников света // Светотехника. – 2017. – № 3. – С. 10–16.

2. Махлин А. Особенности проектирования блока питания для светодиодных ламп // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – № 1. – С. 30–33.

3. Постановление Правительства РФ №1356 от 10 ноября 2017 г. «Об утверждении требований к осветительным устройствам и электрическим лампам, используемым в цепях переменного тока в целях освещения».

4. Пат. 2634493 РФ, МПК H05B 37/02. Схема подключения светодиодного светового прибора в сеть переменного тока / В.И. Туев, С.П. Шкарупо, А.Ю. Олисовец и др. (РФ). – № 2016109678; заявл. 17.03.2016; опубл. 31.10.2017. – Бюл. № 27. – 14 с.

5. СНиП 23-05-2010. Естественное и искусственное освещение. Строительные нормы и правила Российской Федерации. – 76 с.

Олисовец Артём Юрьевич

Аспирант каф. РЭТЭМ ТУСУРА
Эл. почта: cell1@list.ru

Туев Василий Иванович

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. РЭТЭМ ТУСУРА
Эл. почта: tvj_retem@main.tusur.ru

Шкарупо Семен Петрович

Аспирант каф. РЭТЭМ ТУСУРА
Эл. почта: rk9uba@yandex.ru

Решетов Данила Андреевич

Студент каф. РЭТЭМ ТУСУРА
Эл. почта: danila-mas@mail.ru

УДК 621.335

О.Ф. Задорожный, В.Н. Давыдов

Уровни размерного квантования в квантовых ямах различного профиля

Рассматриваются энергетические спектры и энергетические возможности прямоугольных и треугольных квантовых ям. Показано, что квантовые ямы с комбинированным профилем способны обеспечить большую мощность излучения, чем прямоугольные и треугольные квантовые ямы такой же глубины.

Ключевые слова: прямоугольные квантовые ямы, уровни размерного квантования, интенсивность излучения, распределение Ферми–Дирака, плотность электронных состояний.

подавляющее число традиционных светодиодов на основе гетероструктуры InGa_N/Ga_N используют квантовые ямы (КЯ) с прямоугольным профилем, которые содержат ряд существенных недостатков. Одним из них являются большая разреженность энергетического спектра в энергетическом объеме квантовой ямы, заключающаяся в увеличении расстояния между соседними уровнями размерного квантования и приводящая к низкой плотности состояния в верхней части мини-зоны квантовой ямы [1]. Для изготовления источника оптического излучения высокой мощности на основе гетероструктур с множественными квантовыми ямами необходимо

использовать квантовые ямы с максимальной плотностью уровней размерного квантования (УРК) по всей мини-зоне КЯ. Одним из способов увеличения мощности излучения является увеличение плотности числа уровней размерного квантования по всей глубине квантовой ямы [1].

Спектр состояний в КЯ

Положения n -го уровня энергии размерного квантования в прямоугольной квантовой яме (ПКЯ) могут быть вычислены по следующей формуле [2]:

$$E_n = \frac{\hbar^2 \pi^2}{2m_e^* a^2} n^2. \quad (1)$$

Здесь обозначено m_e^* – эффективная масса электрона; a – толщина КЯ в направлении ее роста; n – номер уровня, отсчитываемый от дна ямы.

Так, для ПКЯ при заданных параметрах барьера InGaN/GaN: $m_e^* = 0,19 m_0$; глубина КЯ $\Delta E_c = 0,60$ эВ; УРК в ПКЯ толщиной $a = 6$ нм и $a = 12$ нм представлены в виде энергетических диаграмм для n -КЯ (мини-зоны) (рис. 1, 2).

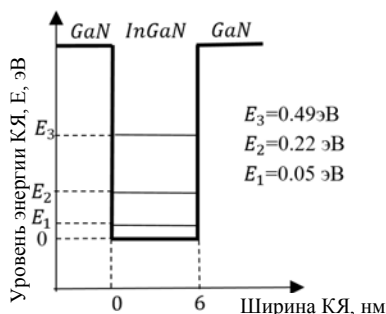


Рис. 1. Зонная диаграмма ПКЯ, $a = 6$ нм

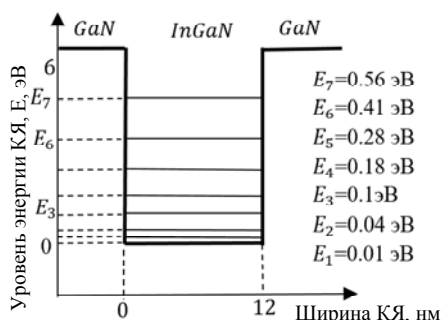


Рис. 2. Зонная диаграмма ПКЯ, $a = 12$ нм

Увеличение размера ПКЯ приводит к увеличению числа УРК помещающихся в КЯ. Так, например, увеличение размера КЯ в 2 раза привело более чем 2-кратному увеличению общего числа УРК. Также из рис. 1 и 2 следует, что общее количество уровней энергии зависит только от размера и глубины КЯ.

Если же отойти от привычной модели ПКЯ и изменять поперечный размер не для всей глубины КЯ, а начиная с определенного уровня энергии, то решением задачи на определение положения УРК в полученной таким образом КЯ комбинированного профиля (КЯ–к.п.) является следствие решения задачи на определение положения частицы в двух потенциальных ямах, расположенных одна над другой.

$$\psi \left[-\frac{\hbar^2}{2} \frac{\partial}{\partial x} m(x)^{-1} \frac{\partial}{\partial x} + U \right] = E \psi. \quad (2)$$

Положение n -го уровня энергии E_n размерного квантования в КЯ–к.п. определялось графическим методом по следующим формулам [3]:

$$F(E) = \frac{\pi}{2} + K_1(E)d - \text{arctg} \left(\frac{m_1}{m_2} \cdot \frac{K_2(E)}{K_1(E)} \cdot \text{tg}(K_2d) \right), \quad (3)$$

$$F(E) = K_1(E)l. \quad (4)$$

Здесь обозначено $F(E)$ – функция, зависящая от энергии; l – поперечная суммарная ширина КЯ;

d – поперечная ширина узкой КЯ; $K_1(E)$ – значение волнового вектора в широкой квантовой яме; $K_2(E)$ – значение волнового вектора в узкой КЯ; m_1 – эффективная масса электрона в широкой КЯ; m_2 – эффективная масса электрона в узкой КЯ.

Суть метода заключается в определении точек пересечения прямой (4) с функцией, зависящей от энергии (3), при известных значениях ширины нижней и верхней квантовых ям. Точки пересечения этих функции (3) и (4) являются УРК при заданных параметрах поперечной ширины двух областей КЯ–к.п. Анализ выражений (3) и (4) показал, что увеличение ширины и глубины нижней КЯ может «затянуть» основные энергетические уровни из широкой части квантовой ямы в узкую, тем самым изменяя спектр распределения уровней в КЯ–к.п. Изменения плотности распределения уровней размерного квантования в данной КЯ, энергетическая диаграммы для n -КЯ–к.п. представлены на рис. 3.

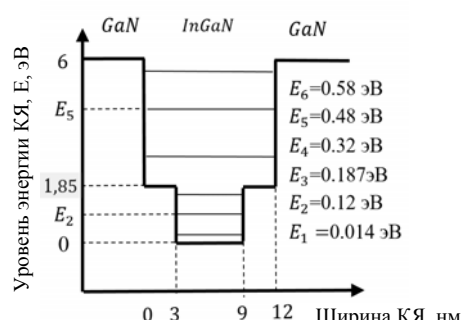


Рис. 3. Зонная диаграмма КЯ–к.п.

За основу для КЯ–к.п. была взята ПКЯ с поперечной шириной $a = 6$ нм (см. рис. 1). На глубине 0,186 эВ размеры КЯ были увеличены до $a = 12$ нм (глубина была выбрана с условием, чтобы мог поместиться хотя бы один УРК, E_1).

Общее число уровней в КЯ–с.проф. будет зависеть не только от глубины и ширины двух потенциальных ям, но еще и от материалов, из которых будут сформированы широкая и узкая квантовые ямы, имеют значения эффективной массы электронов выбранных материалов. Хотя в случае, представленном на рис. 3, эффективные массы для широкой, и узкой квантовых ям были одинаковые, что сказало на аргументе arctg .

$$\frac{m K_2(E)}{m K_1(E)} \cdot \text{tg}(K_2d) = \sqrt{1 + \frac{U}{E}} \text{tg}(K_2d),$$

убирая влияние эффективной массы на уравнения, но оставляя влияния U, E и d .

Интенсивность излучения КЯ

Рассматривается гетероструктура на основе InGaN/GaN единичной площадки, на основе которой был изготовлен p - n -переход с толщиной обедненного слоя W , содержащего m КЯ толщиной a , в каждой КЯ находится s УРК.

Важным параметром, определяющим эффективность КЯ, является интенсивность излучения,

которая характеризует количество фотонов, прошедших через единичную излучающую поверхность за единицу времени, и может быть представлена следующим образом:

$$I(E, n) = n_{\text{ф}} \cdot h\nu \cdot c \cdot B_e, \quad (5)$$

где $n_{\text{ф}}$ – количество с генерирующихся фотонов в КЯ; c – скорость света; $B_e = 2,2 \cdot 10^{-4}$ – коэффициент эмиссии излучения КЯ из InGaN.

Количество фотонов, генерируемых КЯ, определяется как эффективностью преобразования актов рекомбинации в кванты света – η , так и количеством прорекомбинировавших электронно-дырочных пар – $N_n^{(\text{кя})}$. Тогда $n = \eta \cdot N_n^{(\text{кя})}$. Количество электронов и дырок, находящихся в квантовой яме, можно определить как двойную сумму фотонов, k -м УРК i -й КЯ:

$$N_n^{(\text{кя})}(\Delta E_c) = \sum_{i=1}^s \sum_{k=1}^m [n_{2d}(E_{k,i}) \cdot f_{m,i}(E_{k,i})] \cdot l_i, \quad (6)$$

где n_{2d} – плотность электронных состояний в КЯ; f_n – функция Ферми, описывающая заполнение уровня размерного квантования E_k ; $m = \Delta E_c / \Delta E_k$ – число уровней размерного квантования в КЯ; n – характеризует наличие измененного профиля и равен $s = 1$ для ПКЯ и ТКЯ; $s = 2$ для КЯ–к.п.; ΔE_k – зазор между соседними уровнями; l_i – определяет ширину области КЯ, в которых располагаются разрешенные уровни энергии. Для ПКЯ l_i принимает постоянное значение для всех УРК, тогда как в треугольной КЯ значение l_i изменяется с ростом номера состояния рис. 4.

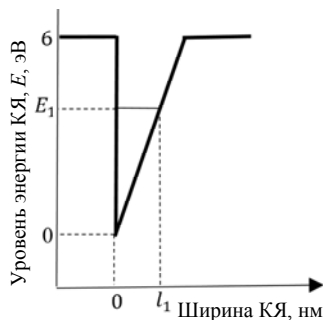


Рис. 4. Положение l_i в зависимости от УРК в ТКЯ

И может быть вычислен следующим образом:

$$l_k = E_k \cdot \text{ctg}\left(\frac{\Delta E_c}{a}\right), \quad (7)$$

где E_k – значение уровня энергии в КЯ; ΔE_c – глубина КЯ; a – поперечная ширина КЯ.

Плотность электронных состояний в квантовой яме прямоугольной, треугольной и комбинированной формы определяется как

$$n_{2d} = m \frac{m_e^*}{\pi \cdot \hbar^2}, \quad (8)$$

где m_e^* – эффективная масса электрона, m – число УРК в КЯ. Как следует из (8), функция плотности УРК зависит только от эффективной массы электронов в КЯ и числа уровней и для первого энергетического уровня принимает значение $n_{2d} = 4,9 \cdot 10^{36} \text{ см}^{-3}$.

Для определения числа электронов в квантовой яме необходимо знать распределение функции Ферми–Дирака в предположении открытого p - n -перехода, когда напряжение смещения равно высоте потенциального барьера перехода [4]:

$$f(E, T) = \frac{1}{1 + \exp\left[\frac{E_K - F_0 + e\varphi_n(x)}{kT}\right]}, \quad (9)$$

где F_0 – уровень Ферми в полупроводнике; $\varphi_n(x)$ – изменение потенциала в области p - n -слоя; E_K – значение уровня энергии в КЯ.

Для того чтобы учесть изменение положения уровня Ферми в p - n -слое, выражение для распределения Ферми–Дирака (8) содержит $E_K - F_0 + e\varphi_n(x)$, где $\varphi_n(x)$ характеризует изменение потенциала в области p - n -слоя, размеры которого можно вычислить по следующей формуле [4]:

$$W(V) = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{\text{кя}}}{e} \cdot \frac{N_d + N_a}{N_d \cdot N_a} \cdot (\varphi_{\text{нб}} - V)}. \quad (10)$$

Здесь N_d – концентрация доноров в полупроводнике n -GaN; N_a – концентрация акцепторов p -GaN; $\varphi_{\text{нб}}$ – высота барьера, образующегося в результате объединения двух разноименных полупроводников; V – напряжение смещения.

Расчет произведен для случая $N_d = 2 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ и $N_a = 2 \cdot 10^{18}$, размер p - n -слоя составил: $W(V) = 1,202 \cdot 10^{-9} \text{ см}^{-3}$. Исходя из известных размеров обедненного слоя (W) и толщины КЯ a , изменения потенциал $\varphi_n(x)$ в КЯ имеет вид, представленный на рис. 5.

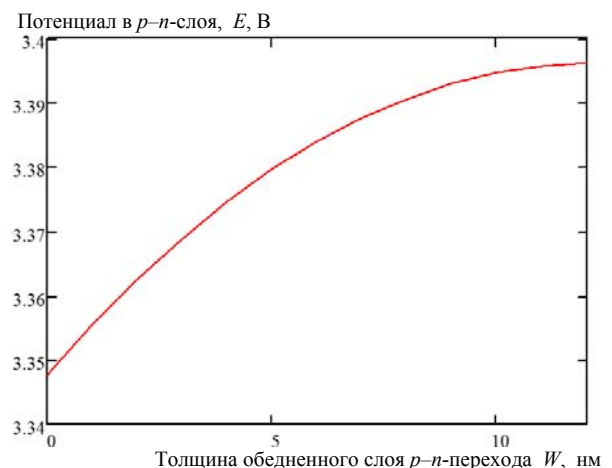


Рис. 5. Распределение потенциала в p - n -слое (КЯ)

Результаты вычисления концентрации электронов в квантовых ямах различной формы и размера, а

также интенсивность излучения пронормированного по наименьшей интенсивности излучения, представлены таблице.

Значение концентрации электронов и интенсивности излучения квантовых ям различного профиля и размеров

	$a, \text{нм}$	$N_{\text{кя-п}}, \text{см}^{-3} \cdot 10^{36}$	$I, \text{от.ед.}$
ПКЯ	6	5,132	1
	12	26,67	5
ТКЯ	6	5,132	1
	12	26,67	5
КЯ-с.форм	6/12	40,94	8

Выводы

В работе рассматривались энергетические спектры и число электронов на уровне разрешенного состояния в прямоугольном, треугольном и комбинированном профилях. Проведенные исследования показали, что прямоугольные и треугольные квантовые ямы обладают примерно одинаковыми энергетическими возможностями, тогда как квантовые ямы с комбинированным профилем потенциально способны обеспечить излучение, в несколько раз большее, чем прямоугольные и треугольные КЯ.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проекта RFMEFI57717X0266.

УДК 628.931

Ю.В. Юлаева, А.А. Юлаев

Разработка светотехнической модели и исследование светотехнических характеристик светодиодного излучающего элемента и светодиодных ламп

Описан способ расчета и создания модели светодиодного кристалла в системе оптического моделирования TracePro. Особое внимание уделено расчету основных параметров модели. Материал может быть полезен разработчикам светотехнического оборудования, в частности, занимающимся моделированием светодиодного освещения и измерением его характеристик.

Ключевые слова: светодиодный кристалл, светодиодный излучающий элемент ленточного типа, система оптического моделирования TracePro, техническая спецификация, модель светодиодного кристалла, кривая силы света.

В настоящей работе предпринята попытка создания модели светодиодного кристалла EDI-EE0926F фирмы EPISTAR на основании информации, приведенной в технической спецификации (англ. datasheet).

В целях увеличения экономической эффективности производства устройств светотехники разработчики применяют современные системы оптического моделирования, в частности TracePro компании Lambda Research Corporation.

Для создания ламп на основе светодиодных излучающих элементов (СИЭ) ленточного типа, состоящих из большого количества светодиодных кристаллов, необходимо иметь удовлетворительную модель отдельного кристалла.

Литература

1. Задорожный О.Ф. Спектр и мощность излучения прямоугольной и треугольной квантовой ямы // Матер. докл. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018», Томск, 16–18 мая 2018 г.: в 8 ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 2. – С. 193–196.
2. Мартинес-Дуарт Дж.М., Мартин-Палма Р.Дж. и др. Нанотехнологии для микро- и оптоэлектроники. – М.: Техносфера, 2007. – 368 с.
3. Шуберт Ф. Светодиоды. – М.: Физматлит, 2008. – 500 с.
4. Драгунов В.П. Основы нанозлектроники: учеб. пособие / В.П. Драгунов, И.Г. Неизвестный, В.А. Гридчин. – М.: Логос, 2006. – 496 с.

Задорожный Олег Федорович

Магистрант каф. ЭП ТУСУРа
Эл. почта: Oleg9300@mail.ru

Давыдов Валерий Николаевич

Д-р физ.-мат. наук, проф. каф. ЭП ТУСУРа
Эл. почта: dvn@fet.tusur.ru

В технической спецификации на светодиодный кристалл EDI-EE0926F приводятся следующие параметры и характеристики, которые могут быть полезными для создания модели в TracePro:

- прямое напряжение V_{j0} и прямой ток I_{j0} , рекомендуемые производителем;
- длина волны излучения (доминирующая) λ_0 ;
- полная ширина на уровне половинной амплитуды спектра излучения (англ. FWHM – full width at half maximum) $\Delta\lambda$;
- поток излучения или мощность излучения (англ. radiant flux) P_0 ;
- прямая ветвь ВАХ кристалла;
- зависимость относительной силы света от прямого тока;

– геометрические размеры кристалла и его внешний вид.

Следует отметить, что перечисленные выше параметры заявлены в рекомендуемой производителем рабочей точке (таблица).

Типовые параметры светодиодного кристалла EDI-EE0926F

Параметр	Обозначение	Условие	Значение	Единица измерения
Прямое напряжение	V_{j0}	Прямой ток $I_{j0} = 60$ мА	3,2	В
Доминирующая длина волны	λ_0		455 (синий цвет)	нм
FWHM	$\Delta\lambda$		25	нм
Мощность излучения	P_0		50	мВт
Длина × ширина × толщина	$a \times b \times h$	–	650×225×110	мкм

Если предполагается использование кристаллов при прямом токе I_{j1} , отличном от I_{j0} , то для приблизительной оценки соответствующего прямого напряжения V_{j1} можно воспользоваться прямой ВАХ (рис. 1). Мощность P_1 можно определить расчетным путем, зная КПД светодиодного кристалла, V_{j1} и I_{j1} .

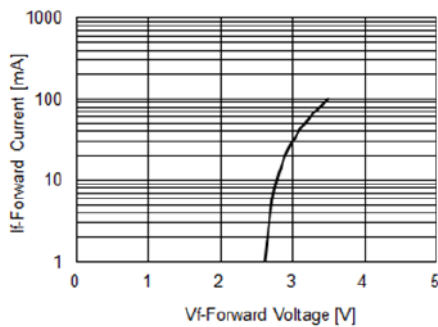


Рис. 1. Прямая ветвь ВАХ (иллюстрация из оригинальной технической спецификации кристалла EDI-EE0926F)

Ввиду отсутствия зависимостей длины волны $\lambda_0(I_j)$ и FWHM $\Delta\lambda(I_j)$ будем полагать, что они не зависят от прямого тока I_j .

Внешний вид светодиодного кристалла EDI-EE0926F представлен на рис. 2.



Рис. 2. Внешний вид кристалла (иллюстрация из оригинальной технической спецификации кристалла EDI-EE0926F)

Перед началом расчета параметров модели следует отметить комментарий производителя (который также присутствует в технической спецификации), касающийся измерения мощности излучения P_0 . Так, в спецификации на EDI-EE0926F сказано, что мощность излучения кристалла определялась с использованием покрытого серебром «TO-can header»

(TO – transistor outline) без герметизации. «TO-can header» (рис. 3) представляет собой металлическое основание для закрепления на нем полупроводниковых кристаллов транзисторов, лазеров, светодиодных кристаллов и др. Также «TO-can header» оснащен металлическими выводами для подачи питания на кристалл путем проволоочной разварки. Закрепленный и разваренный кристалл может герметизироваться или накрываться крышкой.

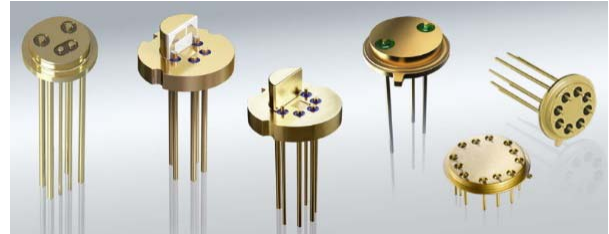


Рис. 3. Различные варианты «TO-can header» (иллюстрация взята из [1])

В процессе измерения мощности излучения светодиодного кристалла EDI-EE0926F, нижняя его грань не излучала, так как была закреплена на основании типа «TO-can header». Значит, вся мощность излучения приходится на оставшиеся открытыми грани (рис. 4).

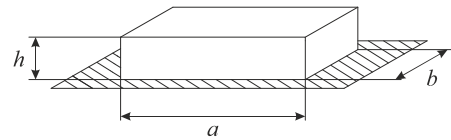


Рис. 4. Геометрия светодиодного кристалла. Нижняя грань закрыта и не вносит вклад в излучение

Согласно рис. 4 мощность излучения кристалла приходится на 5 граней общей площадью

$$S_{\text{full}} = ab + 2(ah + bh) = S_{ab} + 2(S_{ah} + S_{bh}). \quad (1)$$

Предположим, что каждая грань излучает мощность пропорционально своей площади. Для этого вычислим долю каждой грани от общей площади:

$$\eta_{ab} = S_{ab} / S_{\text{full}}; \quad (2)$$

$$\eta_{ah} = S_{ah} / S_{\text{full}}; \quad (3)$$

$$\eta_{bh} = S_{bh} / S_{\text{full}}. \quad (4)$$

Используя значения длины, ширины и высоты кристалла из таблицы, произведем расчет площадей граней и их долей:

$$\begin{aligned} S_{\text{full}} &= ab + 2(ah + bh) = 650 \cdot 225 \cdot 10^{-12} + \\ &+ 2 \cdot (650 \cdot 110 + 225 \cdot 110) \cdot 10^{-12} = \\ &= 1,462 \cdot 10^{-7} + 2 \cdot (7,15 \cdot 10^{-8} + 2,475 \cdot 10^{-8}) = 3,387 \cdot 10^{-7}, \text{ м}^2; \\ S_{ab} &= 1,462 \cdot 10^{-7}, \text{ м}^2; \\ S_{ah} &= 7,15 \cdot 10^{-8}, \text{ м}^2; \\ S_{bh} &= 2,475 \cdot 10^{-8}, \text{ м}^2; \end{aligned}$$

$$\eta_{ab} = S_{ab} / S_{\text{full}} = 1,462 \cdot 10^{-7} / 3,387 \cdot 10^{-7} = 0,432;$$

$$\eta_{ah} = S_{ah} / S_{\text{full}} = 7,15 \cdot 10^{-8} / 3,387 \cdot 10^{-7} = 0,211;$$

$$\eta_{bh} = S_{bh} / S_{\text{full}} = 2,475 \cdot 10^{-8} / 3,387 \cdot 10^{-7} = 0,073.$$

Теперь, зная, какую долю занимает отдельная грань от общей площади поверхности кристалла, можно рассчитать мощность излучения, приходящуюся на каждую из граней.

Для изготовления СИЭ по утвержденному техническому заданию ток, потребляемый каждым светодиодным кристаллом, должен составлять

$I_{f1} = 10$ мА [2]. В этом случае, мощность излучения кристалла будет меньше $P_0 = 50$ мВт, соответствующей току $I_{f0} = 60$ мА. Необходимо определить мощность P_1 при токе $I_{f1} = 10$ мА. Для этого на ВАХ (см. рис. 1) определим падение напряжения V_{f1} на светодиодном кристалле, соответствующее току $I_{f1} = 10$ мА:

$$V_{f1} = V_f(I_{f1} = 10 \text{ мА}) = 2,9 \text{ В.}$$

Потребляемая кристаллом электрическая мощность P_{dis1} при этом будет равна

$$P_{dis1} = V_{f1} I_{f1} = 2,9 \cdot 10 = 29 \text{ (мВт).}$$

Однако не вся потребляемая кристаллом электрическая мощность преобразуется в излучение. Чтобы рассчитать мощность излучения P_1 , нужно знать КПД светодиодного кристалла. Если положить, что КПД не зависит от тока I_f , то можно рассчитать КПД при I_{f0} и полученное значение использовать для расчета мощности P_1 . КПД при токе $I_{f0} = 60$ мА равен

$$\text{КПД} = P_0 / P_{dis0} = P_0 / (V_{f0} I_{f0}), \quad (5)$$

где P_{dis0} – потребляемая кристаллом электрическая мощность при прямом токе I_{f0} .

Рассчитаем КПД:

$$\text{КПД} = P_0 / P_{dis0} = 50 / (3,2 \cdot 60) = 0,26.$$

Тогда, мощность P_1 будет равна

$$P_1 = \text{КПД} \cdot P_{dis1} = 0,26 \cdot 29 = 7,54 \text{ мВт.}$$

Зная площади граней, рассчитываем мощность излучения, приходящуюся на каждую грань:

$$P_{ab} = \eta_{ab} P_1 = 0,432 \cdot 7,54 = 3,26 \text{ мВт;}$$

$$P_{ah} = \eta_{ah} P_1 = 0,211 \cdot 7,54 = 1,59 \text{ мВт;}$$

$$P_{bh} = \eta_{bh} P_1 = 0,073 \cdot 7,54 = 0,55 \text{ мВт.}$$

Моделирование в TracePro заключается в создании геометрии исследуемого объекта из двумерных и трехмерных графических примитивов, присвоении им свойств реальных материалов (из стандартных библиотек программы или загружаемых пользователем) и задании характеристик излучающим поверхностям. В нашем случае в качестве характеристик излучающих поверхностей и будут выступать рассчитанные мощности излучения граней светодиодного кристалла. На рис. 5 изображена трехмерная модель одного светодиодного кристалла EDI-EE0926F, созданная в TracePro.

Модель кристалла представляет собой параллелепипед с размерами реального кристалла. Модель кристалла не содержит контактные площадки (катода и анода) и разварочные проволоки. Материал кристалла – сапфир. Кристалл расположен на цилиндре (диаметром 2 мм, толщиной 0,5 мм), выполняющем роль металлического основания «TO-can header». Материал цилиндра – серебро.

Излучающим граням кристалла заданы мощности P_{ab} , P_{ah} и P_{bh} в соответствии с рис. 4. Каждая грань излучает как ламбертовский излучатель. Помимо мощностей и типа излучателя, требуется задать количество моделируемых лучей для каждой грани и добавить частоты, на которых излучает поверхность. Чем больше лучей, тем выше точность моделирования, но дольше время расчета.

Для модели рис. 5 суммарное количество лучей задано $N_{full} = 10^5$. По граням количество лучей распределено аналогично распределению мощностей:

$$N_{ab} = \eta_{ab} N_{full} = 0,432 \cdot 10^5 \approx 4,3 \cdot 10^4;$$

$$N_{ah} = \eta_{ah} N_{full} = 0,211 \cdot 10^5 \approx 2,1 \cdot 10^4;$$

$$N_{bh} = \eta_{bh} N_{full} = 0,073 \cdot 10^5 \approx 7,3 \cdot 10^3.$$

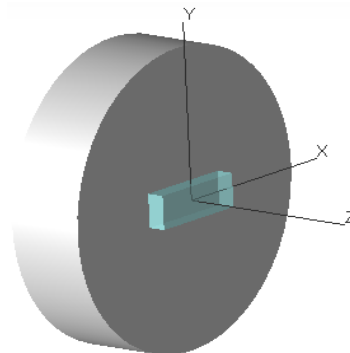


Рис. 5. Модель светодиодного кристалла EDI-EE0926F на серебряном основании

Каждой грани можно задавать набор дискретных частот с различным спектральным весом. TracePro, в зависимости от спектрального веса, автоматически пересчитывает количество лучей для каждой частоты, а затем и мощность, приходящуюся на каждый луч.

Так как производитель заявил величину FWHM (см. таблицу), помимо доминирующей длины волны, есть возможность расширить спектр излучения и задать граням светодиодного кристалла три частоты:

- 1) $\lambda_0 - \Delta\lambda/2 = 455 - 25/2 = 442,5$ (нм) = 0,4425 мкм с весом 0,5;
- 2) $\lambda_0 = 455$ нм = 0,455 мкм с весом 1;
- 3) $\lambda_0 + \Delta\lambda/2 = 455 + 25/2 = 467,5$ (нм) = 0,4675 мкм с весом 0,5.

На рис. 6 представлена смоделированная КСС, построенная в полярных координатах одного светодиодного кристалла EDI-EE0926F для двух горизонтальных углов: 0 и 90°. Нулю градусов соответствует плоскость ZX, углу 90° соответствует плоскость ZY (см. рис. 5). Вектор нормали направлен по оси Z.

Из рис. 6 видно, что в плоскости ZX сила света не превышает 0,04 кд и что в плоскость ZY распространяется значительная часть излучения (до 0,05 кд в направлении плюс-минус 40° к нормали).

На рис. 7 показана модель, состоящая из 19 последовательно расположенных светодиодных кристаллов EDI-EE0926F. Кристаллы закреплены на алюминиевом основании, имеющем габариты 15×1,2×1 мм, что представляет собой фрагмент СИЭ ленточного типа без люминофора.

На рис. 8 представлена смоделированная КСС фрагмента СИЭ из рис. 7. Настройки чертежа аналогичны рис. 6.

Характер распределения излучения на рис. 8 такой же, как и на рис. 6. Разница лишь в том, что в плоскости ZX значение силы света увеличилось до 0,75 кд, а в плоскости ZY – почти до 1 кд.

В результате работы получена модель светодиодного кристалла EDI-EE0926F фирмы EPSTAR на основании информации, приведенной в технической спецификации. Ввиду отсутствия в спецификации

КСС, модель необходимо верифицировать путем проведения измерений опытных образцов единичных кристаллов или СИЭ, состоящих из нескольких кристаллов.

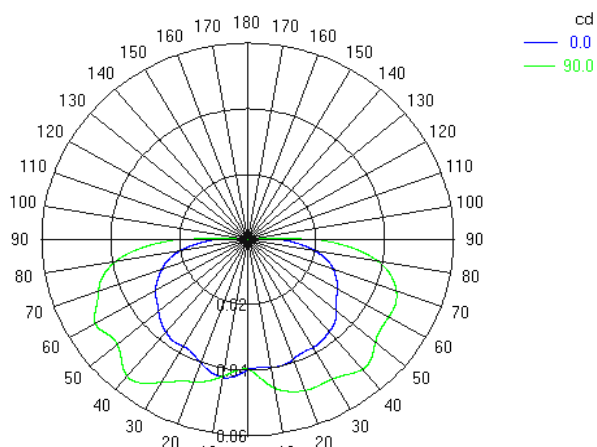


Рис. 6. Смоделированная КСС одного светодиодного кристалла EDI-EE0926F

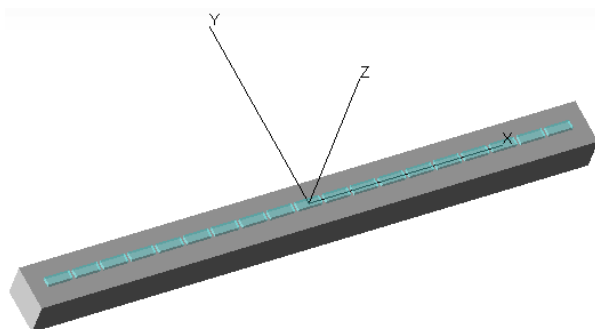


Рис. 7. Модель фрагмента СИЭ из 19 кристаллов EDI-EE0926F на алюминиевом основании

На данном этапе, анализируя рис. 6 и 8, уже можно заключить, что, вероятнее всего, мощность излучения грани кристалла, перпендикулярной нормали, должна быть выше, чем у текущей модели, а мощность с торцевых граней – ниже. Это необходимо корректировать после верификации модели путем введения поправочных коэффициентов в нее или же пересматривать подход к моделированию в целом

в случае полного несоответствия результатов моделирования результатам измерений.

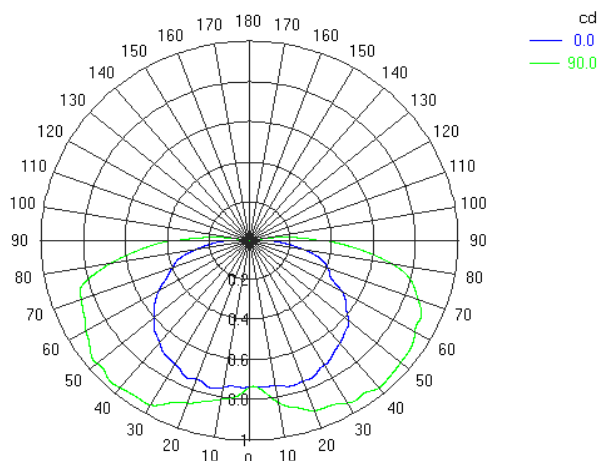


Рис. 8. Смоделированная КСС фрагмента СИЭ рис. 7

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проекта RFMEFI57717X0266.

Литература

1. TO Headers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.us.schott.com/epackaging/english/opto/to_headers.html (дата обращения: 26.09.2018).
2. Olisovets A.Y., Ryapolova Y.V., Soldatkin V.S. et al. LED Lamp Design Optimizing on Minimum Non-Uniformity of Light Intensity Distribution in Space // 13th International Scientific-Technical Conference: APEIE-2016. – Novosibirsk, 2016. – Vol. 1, part 2. – P. 153–156.

Юлаева Юлия Витальевна
Аспирантка, ассистент каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Эл. почта: yuliya.ryapolova@mail.ru

Юлаев Артем Александрович
Мл. науч. сотр. НИИ систем электросвязи (НИИ СЭС)
Эл. почта: temsky.v.tomske@gmail.com

Секция 13

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Председатель секции – Газизов Тальгат Рашитович, д.т.н., зав. каф. ТУ

УДК 621.3

Л.К. Болатова

Алгоритм и программа для квазистатического анализа регулярной разбалансированной дифференциальной линии в воздухе

Рассматривается математическая модель дифференциальной линии. Разработан алгоритм для квазистатического анализа регулярной разбалансированной дифференциальной линии в воздухе. Выполнено вычисление по предложенному алгоритму и представлены его результаты. Произведена оценка полученных результатов и сделаны соответствующие выводы.

Ключевые слова: дифференциальная линия, дифференциальная мода, синфазная мода, регулярность, разбалансировка.

Проектирование аппаратуры с дифференциальными парами ведется с середины 90-х гг., однако существующие методики проектирования не всегда оказываются эффективными. В целях обеспечения целостности сигнала на стадии проектирования необходим анализ влияния конструкторско-технологических параметров. Поэтому преимущества дифференциальной передачи сигнала раскрываются в полном объеме только при правильном проектировании и качественном изготовлении электронных модулей с дифференциальными парами. Поскольку на реальные дифференциальные линии (ДЛ) влияют незначительные асимметрии и нерегулярности, для более качественного проектирования ДЛ необходимо учитывать влияние нежелательных асимметрий и нерегулярностей. Для этого важна разработка эффективных математических моделей и алгоритмов на их основе для программной реализации.

Предложена математическая модель, в которой рассматривается ДЛ с учетом асимметрии и нерегулярности [1]. На ее основе разработаны алгоритм и программа для эталонной ДЛ без асимметрии и нерегулярности [2]. Структура, рассматриваемая в данной работе, является регулярной, но разбалансированной. Она получается как возмущение эталонной ДЛ путем небольшого изменения высоты проводов относительно их номинальной высоты h . Для разработки алгоритма подходят исходные данные из работы [2].

Цель работы – разработать алгоритм для квазистатического анализа регулярной разбалансированной ДЛ в воздухе.

Алгоритм:

1. Ввод новых значений высоты проводов.

$$h_1 = h - \Delta h, \quad (1)$$

$$h_2 = h + \Delta h, \quad (2)$$

где h_1 – высота, на которой расположен первый провод, h – номинальная высота проводов, Δh – значение сдвига высоты, h_2 – высота, на которой расположен второй провод.

2. Вычисление погонных индуктивностей, которые записываются как возмущение тех, что относятся к эталонной структуре как

$$l_{1,2} = \tilde{l} + \Delta l_{1,2}, \quad (3)$$

$$l_m = \tilde{l}_m + \Delta l_m, \quad (4)$$

где

$$\Delta l_{1,2} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(1 \mp \frac{\Delta h}{h} \right), \quad (5)$$

$$\tilde{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{2h}{r_w} \right), \quad (6)$$

$$\Delta l_m \approx -\frac{\mu_0}{4\pi} \ln \left(1 + \frac{\Delta d^2}{s^2} \right), \quad (7)$$

$$\tilde{l}_m = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{2h}{s} \right), \quad (8)$$

$$\Delta d = 2\Delta h, \quad (9)$$

при выполнении условия $\Delta h^2 \ll h^2$.

3. Вычисление матрицы модальных погонных индуктивностей

$$L_m = \tilde{L}_m + \Delta L_m = \begin{bmatrix} \tilde{l}_{CM} & 0 \\ 0 & \tilde{l}_{DM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta l_{CM} & \\ & \Delta l_{DM} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где

$$\Delta l_{DM} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(1 + \frac{\Delta d^2}{s^2} \right), \quad (11)$$

$$\Delta l_{CM} \approx -\frac{1}{4} \Delta l_{DM}, \quad (12)$$

$$\Delta l \approx -\frac{\mu_0}{4\pi} \ln\left(1 + \frac{2\Delta h}{h}\right) \approx -\frac{\mu_0}{4\pi} \frac{2\Delta h}{h}. \quad (13)$$

4. Аналогичным образом вычисляется матрица модальных погонных емкостей

$$C_m = \tilde{C}_m + \Delta C_m = \begin{bmatrix} \tilde{c}_{CM} & 0 \\ 0 & \tilde{c}_{DM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta c_{CM} & \Delta c \\ \Delta c & \Delta c_{DM} \end{bmatrix}, \quad (14)$$

где, при соблюдении условия $\Delta l^2 \ll l_{CM} l_{DM}$,

$$\Delta c_{DM} = -\frac{\Delta l_{DM} / \tilde{Z}_{DM}^2}{1 + \Delta l_{DM} / \tilde{l}_{DM}}, \quad (15)$$

$$\Delta c_{CM} = -\frac{\Delta l_{CM} / \tilde{Z}_{CM}^2}{1 + \Delta l_{CM} / \tilde{l}_{CM}}, \quad (16)$$

$$\Delta c = -\frac{\Delta l}{\tilde{Z}_{CM} \tilde{Z}_{DM}}, \quad (17)$$

где \tilde{l}_{DM} , \tilde{l}_{CM} , \tilde{c}_{DM} , \tilde{c}_{CM} взяты из работы [2].

5. Вычисление значения сопротивлений на концах ДЛ для дифференциальной моды (ДМ) и синфазной моды (СМ) как

$$\tilde{Z}_{DM} = c_0 \tilde{l}_{DM}, \quad (18)$$

$$\tilde{Z}_{CM} = c_0 \tilde{l}_{CM}, \quad (19)$$

где c_0 – скорость света в вакууме, а \tilde{l}_{DM} и \tilde{l}_{CM} взяты из работы [2].

6. Вычисление напряжения и тока ДМ регулярной разбалансированной ДЛ

$$V_{DM}(z) \approx \tilde{V}_{DM}(z) + V_{\Delta T, DM}(z), \quad (20)$$

$$I_{DM}(z) \approx \tilde{I}_{DM}(z) + I_{\Delta T, DM}(z), \quad (21)$$

где

$$\tilde{V}_{DM}(z) = \frac{V_S}{2} e^{-\gamma_0 z}, \quad (22)$$

$$V_{\Delta T, DM} = -\frac{\eta_0}{2\pi} \ln\left(1 + \frac{\Delta d^2}{s^2}\right) \sinh(\gamma_0 L) \tilde{I}_{DM}(0), \quad (23)$$

$$\tilde{I}_{DM}(z) = \frac{V_S}{2\tilde{Z}_{DM}} e^{-\gamma_0 z}, \quad (24)$$

$$I_{\Delta T, DM}(z) = \frac{-V_{\Delta T, DM}}{\tilde{Z}_{DM}}, \quad (25)$$

$$\tilde{I}_{DM}(0) = V_S / (2\tilde{Z}_{DM}), \quad (26)$$

$$\eta_0 = \mu_0 c_0. \quad (27)$$

7. Вычисление напряжения и тока СМ на конце ДЛ

$$V_{\Delta T, CM} \approx \frac{\eta_0}{4\pi} \ln\left(1 + \frac{2\Delta h}{h}\right) \sinh(\gamma_0 L) \tilde{I}_{DM}(0), \quad (28)$$

$$I_{\Delta T, CM} \approx -\frac{\eta_0}{4\pi} \ln\left(1 + \frac{2\Delta h}{h}\right) \sinh(\gamma_0 L) \frac{V_{DM}(0)}{\tilde{Z}_{CM} \tilde{Z}_{DM}}, \quad (29)$$

где значение $\tilde{I}_{DM}(0)$ взято из формулы (26), а $V_{DM}(0)$ из формулы (20).

На основе математической модели [1] и работы [2] разработан алгоритм, который реализован в MathCad. Исходные данные для реализации алгорит-

ма взяты из работы [1]: $r_W = 0,5$ мм, $s = 5$ мм, $h = 50$ мм, $\Delta h_1 = 0,5$ мм, $\Delta h_2 = 1$ мм, $\Delta h_3 = 2,5$ мм, $V_S = 1$ В.

На рис. 1 представлено поперечное сечение регулярной разбалансированной ДЛ, где r_W – радиус проводов; s – расстояние между проводами; h_1 – высота, на которой расположен первый провод; h_2 – высота, на которой расположен второй провод.

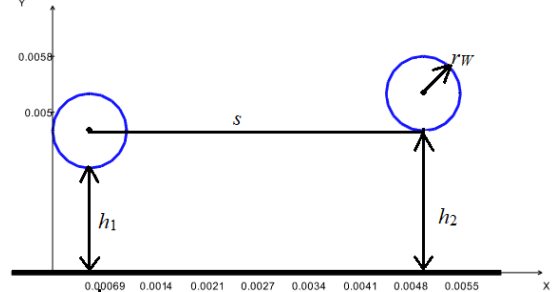


Рис. 1. Поперечное сечение анализируемой ДЛ

По разработанному алгоритму выполнены вычисления, на основе которых построены частотные зависимости напряжений для ДМ и СМ на конце ДЛ. Их сравнение с опубликованными в [1] показывает хорошее совпадение (рис. 2).

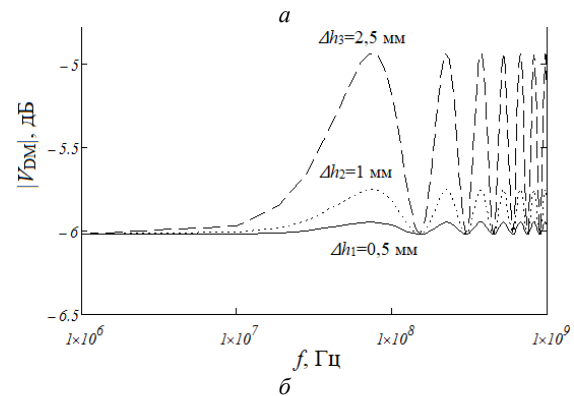
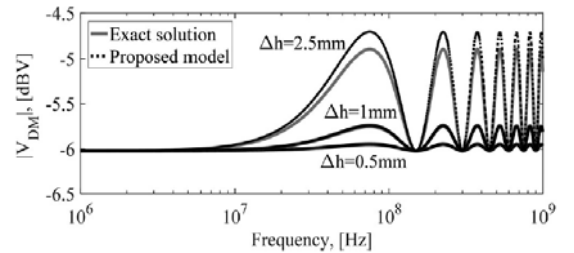


Рис. 2. Частотные зависимости ДМ на конце ДЛ из [1] (а) и по разработанному алгоритму (б) для $\Delta h = 2,5$ (пунктирные кривые); $\Delta h = 1$ (пунктирно-точечные кривые); $\Delta h = 0,5$ (сплошные кривые) мм

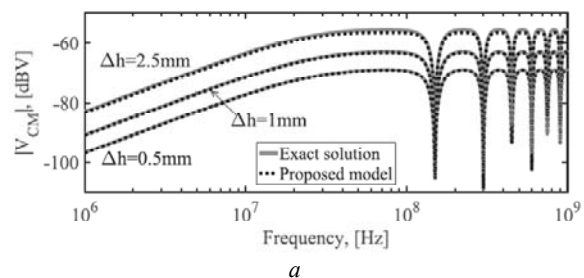


Рис. 3 (начало)

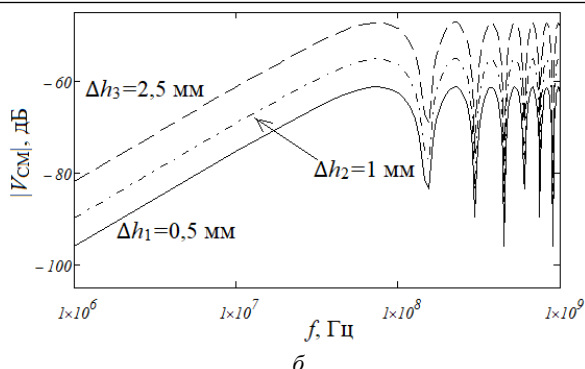


Рис. 3. (окончание). Частотные зависимости СМ на конце ДЛ из [1] (а) и по разработанному алгоритму (б) для $\Delta h = 2,5$ (пунктирные кривые), $\Delta h = 1$ (пунктирно-точечные кривые), $\Delta h = 0,5$ (сплошные кривые) мм

Аналогичные сравнения выполнены и для СМ (рис. 3). Как видно, отличаются минимальные значения напряжений в диапазоне частот от 10^7 до 10^9 Гц. Такое различие объясним разными вычислительными погрешностями при получении малых значений.

УДК 621.391.825

Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов

Особенности модальных фильтров на основе зеркально-симметричных структур

Выполнен анализ двух-, четырех- и шестипроводных зеркально-симметричных структур. Представлены особенности структур с зеркальной симметрией, характеризующие их геометрию и свойства.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, сверхкороткий импульс, модальный фильтр, зеркальная симметрия.

В настоящее время наблюдается массовое внедрение радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) практически во все отрасли жизнедеятельности человека. Как результат возникает необходимость решения задачи защиты РЭА от электромагнитных помех. Для защиты РЭА от сверхкороткого импульса (СКИ) предложена технология модальной фильтрации, основанная на явлении модального разложения импульса на импульсы меньшей амплитуды [1].

Предложен новый подход к совершенствованию модальной фильтрации за счет зеркально-симметричного модального фильтра (МФ) [2]. Рассмотрена четырехпроводная зеркально-симметричная структура. Выполнена ее оптимизация по трем критериям для сигнала на выходе [3]. Также проведен вычислительный эксперимент для подтверждения достоверности результатов, а именно проведено сравнение квазистатического и электродинамического анализа зеркально-симметричного МФ при воздействии СКИ, без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектриках [4].

Таким образом, полученный алгоритм целесообразно реализовать в программных продуктах, таких как система TALGAT, для оценки влияния разбалансировки в ДЛ с меньшими вычислительными затратами.

Литература

1. Grassi F. Effects of undesired asymmetries and non-uniformities in differential lines / F. Grassi, P. Manfredi, X. Liu et al. // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – October 2017. – Vol. 59, No. 5. – P. 1613–1624.
2. Болатова Л.К. Разработка алгоритма и программы для квазистатического анализа согласованной дифференциальной линии в воздухе // 23-я Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018». Томск, 16–18 мая 2018 г. – Т. 2. – С. 238–240.

Болатова Ляйла Кайратовна
Магистрант каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: lai_95@bk.ru

Однако необходимо более детально исследовать свойства модальных фильтров на основе зеркально-симметричных структур. Таким образом, цель данной работы – выполнить такое исследование.

Поперечные сечения зеркально-симметричных структур

Зеркальная симметрия – это отображение пространства на себя, при котором любая точка переходит в симметричную ей точку относительно плоскости. Зеркально симметричным считается объект, состоящий из двух половинок, которые являются зеркальными двойниками по отношению друг к другу [5].

Из данного определения ясно, что зеркально-симметричной структурой можно называть структуру, в которой: проводники и диэлектрики зеркально повторяют друг друга; в зеркально-симметричной структуре проводники находятся на одинаковом расстоянии в одной плоскости относительно оси симметрии; количество проводников (помимо опорного) является четным и одинаковым по количеству относительно земли.

Согласно данным утверждениям для исследования были выбраны е поперечные сечения, как на рис. 1, а–г.

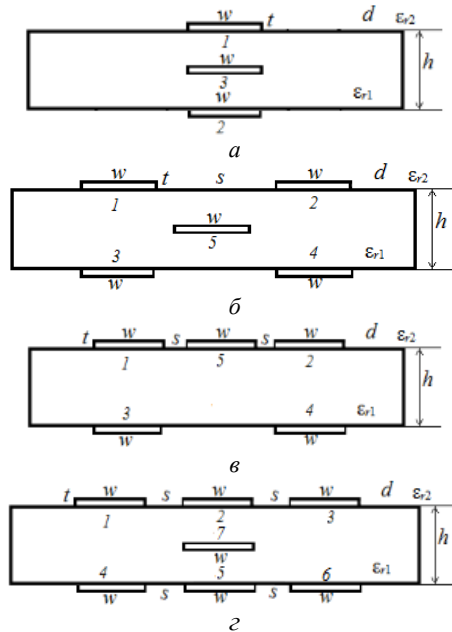


Рис. 1. Поперечное сечение двухпроводной (а), четырехпроводных (б, в), шестипроводной (г) зеркально-симметричных структур

Анализ зеркально-симметричных структур

Для определения особенностей целесообразно провести моделирование. Вычисление параметров линий и форм сигнала выполнялось в системе TALGAT [6]. Значения резисторов взяты равными 50 Ом. Длина линии $l = 1$ м. Потери в диэлектриках и проводниках не учитывались. Источник импульсных сигналов представлен идеальным источником ЭДС с общей длительностью воздействующего импульса $t_2 = 150$ пс и амплитудой 5 В. Принципиальные электрические схемы зеркально-симметричных МФ представлены на рис. 2, а форма напряжения на входе согласованного МФ – на рис. 3.

Структура 1 представляет собой двухпроводную зеркально-симметричную линию передачи, опорный проводник находится внутри диэлектрика и является третьим по счету (см. рис. 1, а). Параметры структуры: $w = 1200$ мкм, $h = 500$ мкм, $t = 18$ мкм, $\epsilon_r = 4,5$.

Вычислены матрицы погонных коэффициентов электростатической (С) и электромагнитной (L) индукций, где $C_{11} = C_{22}$, $C_{12} = C_{21}$, $L_{11} = L_{22}$, $L_{12} = L_{21}$. На их основе получена матрица модальных напряжений. Видно (1), что значения напряжений мод в проводниках равны по модулю:

$$S_v = \begin{bmatrix} -0,707 & -0,707 \\ 0,707 & -0,707 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Форма сигнала на выходе структуры представлена на рис. 4, а. Значения амплитуд импульсов разложения в конце активного проводника одинаковы и равны 1,25 В, что в 2 раза меньше, чем амплитуда входного импульса. Временной интервал между импульсами равен $\Delta t = 0,72$ нс/м.

Структура 2 представляет собой четырехпроводный зеркально-симметричный МФ, где первый проводник является активным, а пятый – опорным.

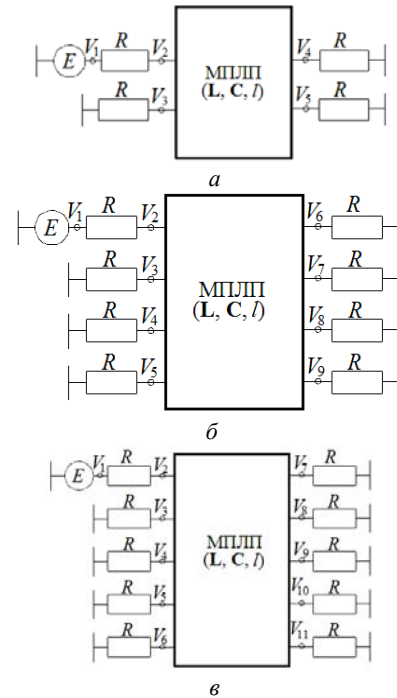


Рис. 2. Принципиальные электрические схемы для моделирования двух- (а), четырех- (б) и шестипроводных (в) зеркально-симметричных структур

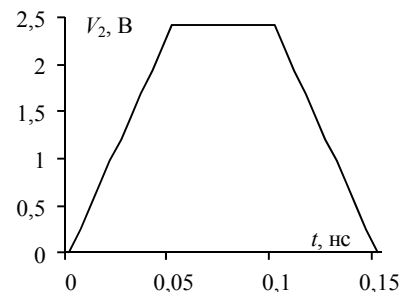


Рис. 3. Форма напряжения на входе согласованного МФ

Поперечное сечение исследуемой структуры представлено на рис. 1, б. Параметры моделирования: $s = 510$ мкм, $w = 1600$ мкм, $t = 18$ мкм и $h = 500$ мкм, относительная диэлектрическая проницаемость равна $\epsilon_r = 4,5$. Данные параметры являются оптимизированными по критерию: выравнивание временных интервалов между импульсами разложения, минимизация максимальной амплитуды на выходе активной линии и согласование с трактом 50 Ом [3].

Элементы матрицы С равны между собой следующим образом: $C_{11} = C_{22} = C_{33} = C_{44}$, $C_{12} = C_{21} = C_{34} = C_{43}$, $C_{13} = C_{24} = C_{31} = C_{42}$, $C_{14} = C_{23} = C_{32} = C_{41}$. Те же элементы равны и в матрице L.

В [7] данная особенность использовалась для сокращения аналитических выражений для вычисления погонных задержек мод.

Матрица модальных напряжений имеет вид

$$S_v = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & -0,5 & -0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 & -0,5 & -0,5 \\ 0,5 & -0,5 & 0,5 & -0,5 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Из (2) видно, что значения напряжений мод в проводниках равны по модулю.

На рис. 4, б представлены результаты моделирования структуры. Напряжения импульсов на выходе активной линии: $U_1 = 0,625$ В, $U_2 = 0,593$ В, $U_3 = 0,616$ В, $U_4 = 0,574$ В, разница между погонными задержками мод составляет $\Delta t_1 = 0,49$ нс/м, $\Delta t_2 = 0,49$ нс/м, $\Delta t_3 = 0,49$ нс/м. Максимальный уровень напряжения в конце активного проводника 0,625 В, что в 4 раза меньше входного сигнала.

Структура 3 представляет собой четырехпроводный зеркально-симметричный модальный фильтр, где первый проводник является активным, а пятый – опорным и находится на диэлектрике. Данная зеркальная симметрия является вертикальной относительно опорного проводника (см. рис. 1, в). Параметры моделирования: $s = 400$ мкм, $w = 300$ мкм, $t = 18$ мкм и $h = 650$ мкм, $\epsilon_r = 4,5$.

Элементы матрицы **C**: $C_{11} = C_{22}$, $C_{33} = C_{44}$, $C_{12} = C_{21}$, $C_{34} = C_{43}$, $C_{13} = C_{24}$, $C_{31} = C_{42}$, $C_{14} = C_{23}$, $C_{32} = C_{41}$. Те же элементы равны и в матрице **L**. На их основе получена матрица модальных напряжений.

$$S_v = \begin{bmatrix} -0,5 & -0,502 & -0,433 & 0,497 \\ 0,5 & -0,502 & -0,433 & -0,497 \\ -0,499 & 0,497 & 0,558 & -0,502 \\ 0,499 & -0,497 & 0,558 & 0,502 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Из (3) видно, что значения напряжений мод в проводниках попарно равны по модулю.

На рис. 4, в представлены результаты моделирования структуры. Напряжения импульсов на выходе активной линии: $U_1 = 0,366$ В, $U_2 = 0,246$ В, $U_3 = 0,162$ В, разница между погонными задержками мод составляет $\Delta t_1 = 0,563$ нс/м, $\Delta t_2 = 1,485$ нс/м, $\Delta t_3 = 0,034$ нс/м.

Максимальный уровень напряжения в конце активного проводника 0,162 В, что в 2,15 раза меньше входного сигнала. Параметры моделирования не являются оптимизированными, поэтому на рис. 4, в видно наложение третьего и четвертого импульсов друг на друга. Оптимизация данной структуры может привести не только к разнесению импульсов, но и к выравниванию временных интервалов между ними.

Структура 4 представляет собой шестипроводную линию передачи, где активный первый проводник, а опорный – седьмой. Параметры структуры: $s = 300$ мкм, $w = 2000$ мкм, $h = 500$ мкм, $t = 18$ мкм, $\epsilon_r = 4,5$. Поперечное сечение представлено на рис. 1, г. Вычислены матрицы **C** и **L**, где элементы матрицы **C**: $C_{11} = C_{33} = C_{44} = C_{66}$, $C_{12} = C_{32} = C_{45} = C_{65}$, $C_{13} = C_{31} = C_{46} = C_{64}$, $C_{14} = C_{36} = C_{41} = C_{63}$, $C_{15} = C_{35} = C_{42} = C_{62}$, $C_{16} = C_{35} = C_{43} = C_{61}$, $C_{21} = C_{23} = C_{54} = C_{56}$, $C_{22} = C_{55}$, $C_{24} = C_{26} = C_{51} = C_{53}$, $C_{25} = C_{52}$. Те же элементы равны и в матрице **L**.

Матрица модальных напряжений шестипроводного зеркально-симметричного МФ имеет вид

$$S_v = \begin{bmatrix} 0,417 & 0,369 & 0,499 & 0,5 & -0,343 & 0,49 \\ 0,388 & 0,475 & 2,147 & 1,868 & 0,513 & -0,139 \\ 0,417 & 0,369 & -0,499 & -0,5 & -0,343 & 0,49 \\ 0,417 & -0,369 & -0,5 & 0,5 & 0,343 & 0,49 \\ 0,388 & -0,475 & -2,12 & 2,075 & -0,513 & -0,139 \\ 0,417 & -0,369 & 0,5 & -0,5 & 0,343 & 0,49 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

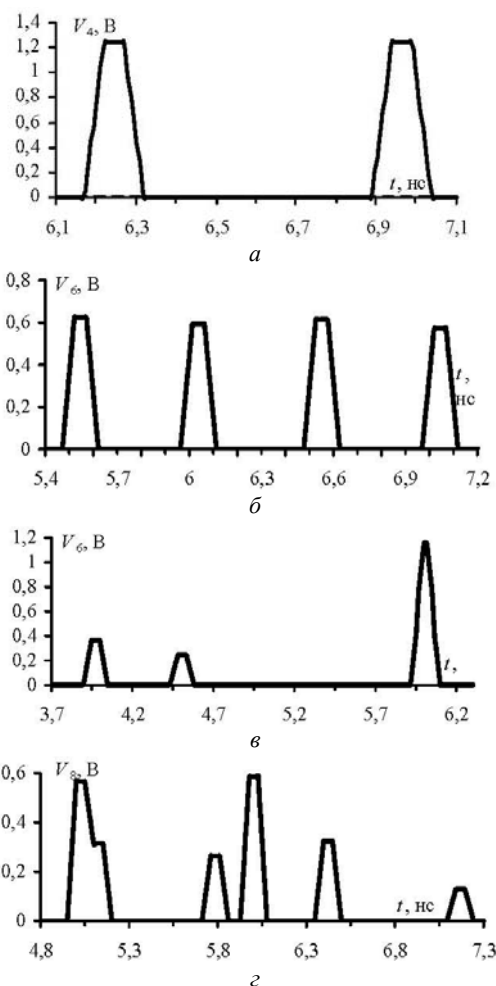


Рис. 4. Формы сигналов выходе структуры 1 (а); 2 (б); 3 (в) и 4 (г)

На рис. 4, г представлена форма сигнала на выходе структуры. Напряжения импульсов в конце активного проводника: $U_1 = 0,56$ В, $U_2 = 0,31$ В, $U_3 = 0,26$ В, $U_4 = 0,59$ В, $U_5 = 0,32$ В, $U_6 = 0,13$ В, разница между погонными задержками мод составляет $\Delta t_1 = 0,11$ нс/м, $\Delta t_2 = 0,65$ нс/м, $\Delta t_3 = 0,22$ нс/м, $\Delta t_4 = 0,42$ нс/м, $\Delta t_5 = 0,75$ нс/м. Максимальный уровень напряжения в конце активного проводника 0,59 В, что в 4,23 раза меньше входного сигнала. Из рис. 4, г видно наложение импульсов разложения, что привело к росту максимальной амплитуды. Этого можно избежать, используя оптимизацию данной структуры, в таком случае после увеличения временных интервалов между импульсами одновременно с этим уменьшится максимальная амплитуда на выходе линии.

Таким образом, на основании выполненного моделирования можно выделить несколько особенностей зеркально-симметричных структур.

1. В зеркально-симметричном МФ диагональные и взаимные элементы матриц L и C одинаковы в зависимости от расположения проводников относительно земли. Эту особенность можно использовать для расчета погонных задержек мод с помощью аналитических выражений в сокращенном виде.

2. Значения матрицы модальных напряжений в проводниках четырехпроводного МФ равны по модулю. Выявлено, что изменения параметров структуры изменяют значения погонных задержек, но не влияют на элементы матрицы модальных напряжений S_v .

3. Обеспечение одновременно лицевой и торцевой связи в зеркально-симметричном МФ позволяет получить выравненные интервалы между импульсами разложения.

Заключение

В результате моделирования двухпроводной, четырехпроводной и шестипроводных линий передач выявлены особенности зеркально-симметричных МФ, что позволяет определить свойства, которыми обладают зеркально-симметричные структуры, и использовать их для оптимизации и получения требуемых характеристик фильтра.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МД 365.2018.8.

Литература

1. Заболоцкий А.М. Теоретические основы модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. – 2014. – № 3. – С. 79–83.

2. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Томск: Изд-во ТУСУРа, 2015. – С. 41–44.

3. Белоусов А.О. Трехкритериальная оптимизация как ресурс для совершенствования зеркально-симметричного модального фильтра / А.О. Белоусов, Е.Б. Черникова, А.М. Заболоцкий // Матер. 23-й Междунар. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (Сибресурс-23–2017)». – г. Томск, 24 ноября 2017. – С. 150–154.

4. Черникова Е.Б. Моделирование и разработка макета зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов, А.М. Заболоцкий // Матер. 13-й Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», посвященной 55-летию ТУСУРа. – г. Томск, 29 ноября – 1 декабря 2017 г. – С. 5–7.

5. Вейль Г. Симметрия. – М.: Изд-во ЛКИ, 2007. – 3-е изд. – 192 с.

6. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

7. Черникова Е.Б. Аналитические выражения для вычисления погонных задержек мод зеркально-симметричного модального фильтра / Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участием студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018». – г. Томск, 10–12 мая 2017. – С. 240–243.

Черникова Евгения Борисовна
Магистрант каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: chernikova96@mail.ru

Белоусов Антон Олегович
Аспирант каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: ant1lafleur@gmail.com

УДК 621.372.8

А.В. Демаков

Обзор коаксиальных камер для измерения эффективности экранирования композитных материалов

Представлен обзор коаксиальных камер для проведения измерений эффективности экранирования (ЭЭ) композитных материалов. Рассмотрены варианты исполнения конструкций коаксиальных камер с разрывным и неразрывным центральным проводником. Представлены аналитические выражения для расчета оптимальных геометрических параметров проводников и приведены варианты обеспечения согласования конструкции камеры. Описаны принцип и методики проведения измерений ЭЭ согласно стандартам ASTM E5-7 и ASTM-D4935.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, коаксиальная камера, экранирование, композитные материалы.

Одним из конструкторских средств обеспечения ЭМС является электромагнитное экранирование, обеспечивающее защиту узлов и блоков радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) от излучаемых помех [1]. Традиционно электромагнитные экраны выполняются из стали, меди, алюминия и других металлов, что оказывает влияние на массу РЭА в целом и является критичным для космического и авиационного приборостроения [2]. В настоящее время активно

исследуются электромагнитные экраны из композитных материалов, измерение эффективности экранирования (ЭЭ) которых выполняют с использованием различных методов и устройств. Так, известен метод антенных измерений [3], согласно которому ЭЭ материала определяется через количественную меру затухания электромагнитной волны (ЭМВ), распространяющейся через плоский экран из исследуемого материала, расположенного между прием-

ной и передающей антеннами внутри безэховой камеры. Данный метод позволяет получить достоверные значения ЭЭ при корректном взаимном расположении приемной и передающей антенн. При этом метод является трудоемким и дорогостоящим при измерениях в области низких частот ввиду больших габаритов антенн и камеры. Аналогичным образом проводятся измерения в реверберационной камере [4] с вложенной ТЕМ-камерой [5]. Достоинством данного метода является возможность проведения измерений в широком диапазоне частот (до 100 ГГц), однако эффект реверберации в данных устройствах достигается лишь с определенной высокой частоты, определяемой габаритами камеры, в связи с чем исследование материалов в области низких частот также являются затруднительными. Отличающимися от описанных выше методов являются методы измерения в коаксиальных камерах (коаксиальные ТЕМ-камеры), обеспечивающие измерения в широком частотном диапазоне (от единиц герц до десятков гигагерц) без применения антенн и безэховых помещений. Однако на текущий момент существуют коаксиальные камеры, отличающиеся размерами, конструкцией и диапазоном рабочих частот, что затрудняет их выбор при проведении испытаний.

Цель данной работы – представить современное состояние исследований в области разработки конструкций коаксиальных камер и методов измерений ЭЭ с их помощью.

Конструкция коаксиальной камеры

Конструкция коаксиальной камеры представляет собой линию передачи, образованную двумя изолированными друг от друга соосными коническими проводниками. При этом выделяют два вида коаксиальных камер для измерения ЭЭ: конструкции с неразрывным центральным проводником, для измерения ЭЭ в которых образец материала должен быть выполнен в форме диска (рис. 1, а), и конструкции с разрывным проводником, для измерений в которых образец материала выполняют в форме плоской пластины, размещаемой в зазоре между симметричными секциями камеры (см. рис. 1, б).

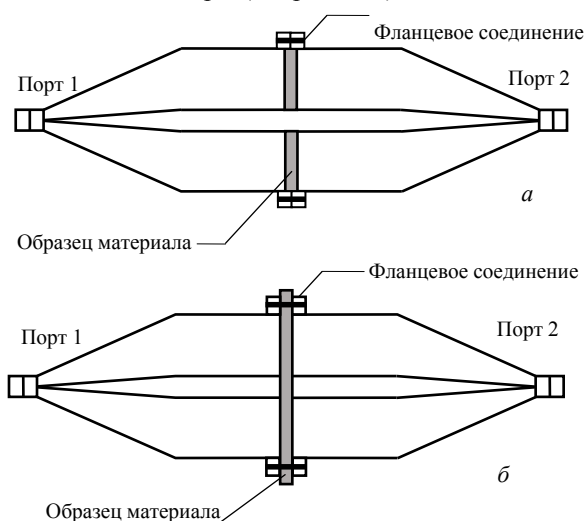


Рис. 1. Конструкции коаксиальных камер: с неразрывным (а) и разрывным (б) центральными проводниками

Волновое сопротивление коаксиальной линии может быть вычислено по выражению [6]

$$Z = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right), \quad (1)$$

где $\eta_0 = 120\pi$ – волновое сопротивление свободного пространства; ϵ_r – диэлектрическая проницаемость среды; r_1 – радиус активного проводника; r_2 – радиус опорного проводника.

Диаметры для проводников коаксиальной камеры вычисляются исходя из требований к верхней граничной частоте рабочего диапазона (до частоты возбуждения моды TE_{11}) и постоянства волнового сопротивления в каждом элементарном сечении коаксиальной камеры. Граничная частота камеры определяется частотой возбуждения моды TE_{11} [7]

$$f_{TE_{11}} = \frac{c}{\pi(r_1 + r_2)}, \quad (2)$$

где c – скорость света в свободном пространстве.

Значения радиусов активного r_1 и опорного r_2 проводников определяются согласно выражениям:

$$r_1 = \frac{c}{\pi f_{TE_{11}}} \left(\frac{1}{1 + e^{2\pi Z_0 / \eta_0}} \right), \quad (3)$$

$$r_2 = \frac{c}{\pi f_{TE_{11}}} \left(1 - \frac{1}{1 + e^{2\pi Z_0 / \eta_0}} \right). \quad (4)$$

Выбор внешнего радиуса r_3 опорного проводника является достаточно важным для конструкции камеры (см. рис. 1, б), поскольку, с одной стороны, значение r_3 должно быть как можно больше для обеспечения высокой емкостной связи между двумя половинами опорного проводника (в сборке камеры), с другой стороны, необходимо уменьшить количество возможных резонансов, проявляющихся от стыков и неровностей соединяемых поверхностей, а также из-за ограничений, связанных с размером образца материала.

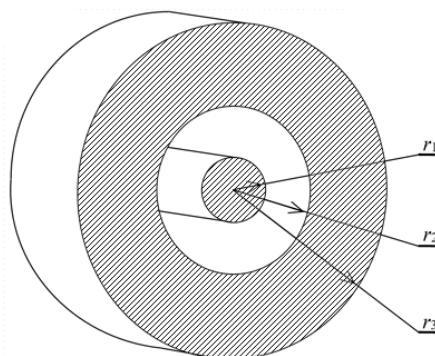


Рис. 2. Поперечное сечение коаксиальной камеры

Важной задачей при разработке конструкции коаксиальной камеры является обеспечение согласования камеры с измерительными приборами, поскольку от этого зависит корректность результатов проводимых измерений. Как правило, согласование обеспечивают путем сохранения постоянства волнового сопротивления за счет пропорционального изменения радиусов опорного и активного проводни-

ков. Так, например, в [8] показано, что при линейном законе изменения радиусов соосных проводников коаксиальной камеры её КСВН $\leq 1,2$, тогда как при экспоненциальном изменении максимальное значение КСВН $\leq 1,1$ в диапазоне частот до 3 ГГц. Следовательно, экспоненциальная форма переходов камеры обеспечивает наилучшее согласование, что позволяет уменьшить влияние отражений от элементов конструкции камеры на результаты измерений.

Принципы и методы измерения ЭЭ

Принцип измерения ЭЭ заключается в измерении потерь при распространении поперечной ЭМВ вдоль коаксиальной камеры с размещенным внутри образцом материала (рис. 3).

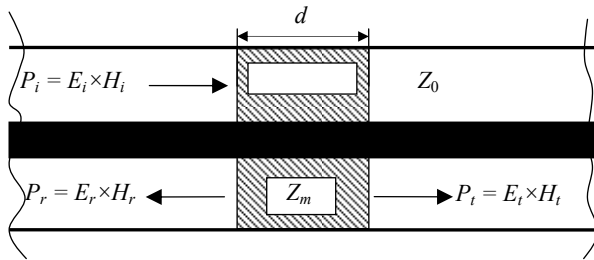


Рис. 3. Модель распространения ЭМВ в коаксиальной камере с расположенным внутри образцом материала

Из-за разницы волнового сопротивления среды распространения Z_0 и образца материала Z_m падающая волна P_i отражается от поверхности экрана P_r , поглощается экраном P_a и частично проникает через экран P_b , что выражается в соотношении мощностей [8]

$$P_i = P_r + P_a + P_t. \quad (5)$$

Классическим методом измерения ЭЭ являются измерения в коаксиальной камере с неразрывным внутренним проводником (см. рис. 1, а). Согласно данному методу и в соответствии с [9] ЭЭ может быть измерена при условии однородного заполнения образцом материала пространства между активным и опорным проводниками.

Также измерения ЭЭ могут быть проведены в коаксиальной камере с разрывным внутренним проводником (см. рис. 1, б) согласно [3]. Данный метод чаще применяется для проведения измерений экранирующих материалов, наносимых на диэлектрическую подложку [6], экранирующих тканей [10] и препреговых металлических сеток [11], однако метод требует использования контрольного образца в дополнение к основным результатам измерений. Также данный метод измерения имеет ограничение в области нижних частот (до 30 МГц) из-за разрыва электрического контакта в активном проводнике [12].

Оценка ЭЭ материала может быть выполнена при помощи измерения S -параметров коаксиальной камеры с помощью векторного анализатора цепей с помещенным внутрь камеры образцом материала и без него. Используя измеренные S -параметры, возможно одновременно оценить мощность отраженной и прошедшей ЭМВ в заданном диапазоне частот. Мощность отраженной волны (по порту 1) определяется как

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_r}{P_i}. \quad (6)$$

Мощность прошедших волн от порта 1 в порт 2 определяется как

$$|S_{21}|^2 = \frac{P_t}{P_i}. \quad (7)$$

При измерении по [9] ЭЭ определяется как

$$\text{ЭЭ} = 20 \lg \left| \frac{1}{S_{21}} \right|, \quad (8)$$

а по [3] – как

$$\text{ЭЭ} = 20 \lg \left| \frac{S_{21u}}{S_{21l}} \right|, \quad (9)$$

где S_{21u} – коэффициент передачи коаксиальной камеры с контрольным образцом, S_{21l} – коэффициент передачи камеры с образцом материала.

Заключение

В данной работе приведен обзор современного состояния исследований в области разработки коаксиальных камер для измерения ЭЭ композитных материалов. Представлены варианты исполнения камер, приведены аналитические выражения для расчета оптимальных геометрических размеров и варианты согласования коаксиальных камер. Описаны принцип и методы измерения ЭЭ согласно стандартам ASTM E5-7 и ASTM-D4935.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-38-00619.

Литература

1. Князев А.Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.
2. Комнатнов М.Е. Моделирование эффективности экранирования металлической пластиной для бортовой аппаратуры космического аппарата / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов, А.С. Дементьев // Доклады ТУСУР. – 2011. – №2(24), ч. 1. – С. 133–136.
3. ASTM D4935, Standard Test Method for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar Materials, 2018. – URL: <https://www.astm.org/Standards/D4935.htm> (дата обращения: 18.09.2018).
4. Демаков А.В., Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. Обзор исследований в области разработки и применения реверберационных камер для испытаний на электромагнитную совместимость // Системы управления, связи и безопасности. – 2018. – № 2. – С. 151–190. – URL: <http://sccs.intelgr.com/archive/2018-02/09-Demakov.pdf>
5. IEC 1000-4-3. Electromagnetic compatibility (EMC), Part 3: Testing and measurement techniques, Section 3: Radiated radio-frequency electromagnetic field immunity test, 1995. – URL: <https://www.document-center.com/standards/show/IEC-1000-4-3/history/1ST%20EDITION> (дата обращения: 18.09.2018).
6. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и проектирование. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
7. Sarto M.S., Tamburrano A. Innovative test method for the shielding effectiveness measurement of conductive thin films in a wide frequency range // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 2006. – Vol. 48, №2. – P. 331–341.

8. Valente R., Ruijter C.D., Vlasveld D. et al. Setup for EMI Shielding Effectiveness Tests of Electrically Conductive Polymer Composites at Frequencies up to 3.0 GHz // IEEE Access. – 2017. – Vol. 5. – P. 16665–16675.

9. ASTM E57, Test method for electromagnetic shielding effectiveness of planar materials, 1983. – URL: <https://www.astm.org/Standards/E57.htm> (дата обращения: 18.09.2018).

10. Sarto M.S., Greco S., Tamburrano A. Experimental characterization and modeling of metallized textiles for electromagnetic shielding // Proc. Of Int. Symp. Electromagn. Compat. Eur. – 2013.

11. Bozzetti M., Pisu L., Sarto M.S., Greco S. Shielding performance of an expanded copper foil over a wide frequency

range // Proc. of Int. Symp. Electromagn. Compat. – 2011. – P. 46–51.

12. Wilson P.F. Techniques for measuring the electromagnetic shielding effectiveness of materials: Part I – far-field source simulation // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 1998. – Vol. 30, №3. – P. 239–250.

Демаков Александр Витальевич
Ассистент каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: vandervals@inbox.ru

УДК 621.37

Рустам Р. Газизов, Руслан Р. Газизов

Влияние длительности сверхкороткого импульса на выявление и локализацию экстремумов сигнала в микрополосковой С-секции при моделировании с учетом потерь

Исследуется распространение сверхкороткого импульса. Выявлены и локализованы экстремумы напряжения в микрополосковой С-секции при моделировании с учетом потерь в проводниках и диэлектриках. Выполнено сравнение результатов моделирования, полученных без учета потерь и с их учетом. Показано, что при геометрически малых размерах структуры влияние потерь незначительно.

Ключевые слова: сверхкороткий импульс, С-секция, локализация, экстремум сигнала.

Возрастающая сложность разрабатываемых устройств требует особенно тщательного их моделирования. В частности, важны выявление и локализация экстремумов сигнала, поскольку их результаты могут быть полезны для выявления уязвимых мест, а также определения более точных мест установки датчиков контроля полезных и мониторинга помеховых сигналов [1]. Теоретические основы квазистатического вычисления временного отклика вдоль проводников представлены в [2, 3] и здесь опускаются.

Проведено исследование выявления и локализации экстремумов сигнала в двухвитковой меандровой линии [4]. Также исследованы С-секция при изменении ее геометрических параметров [5] и шина печатной платы [6]. Однако это выполнено при моделировании без учета потерь в проводниках и диэлектриках. Поэтому выполнено моделирование двухвитковой меандровой линии с их учетом [7], однако остальные структуры не исследованы. Поэтому целесообразно восполнить этот пробел с целью сравнения результатов.

Цель работы – исследовать влияние учета потерь в проводниках и диэлектрике на выявление и локализацию экстремумов сигнала при изменении длительности воздействия.

Параметры моделирования

Для исследования выбрана одновитковая меандровая линия, которая также называется С-секцией. На рис. 1 а приведена её принципиальная схема, а

поперечное сечение – на рис. 1, б. Длина полувитков (l) по 27 мм. Ширина проводника (w) – 0,489 мм, расстояние между проводниками (s) – 0,2455 мм, толщина проводника (t) – 0,1 мм, толщина диэлектрика (h) – 0,3 мм, $d = 2 \cdot w$, относительная диэлектрическая проницаемость (ϵ_r) – 4, тангенс угла диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta$) – 0,017 (геометрические параметры взяты из [5]).

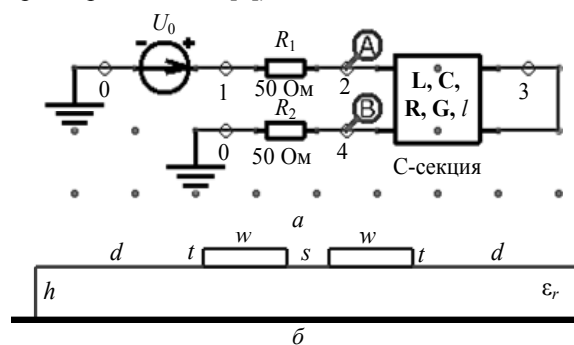


Рис. 1. Схема включения (а) и поперечное сечение (б) микрополосковой С-секции

Для исследования выбран сверхкороткий импульс (СКИ) с амплитудой ЭДС 1 В и общей длительностью 3; 0,3 и 0,03 нс с целью учесть как полезные, так и помеховые сигналы.

На рис. 2 представлены формы СКИ, где t – общая длительность; $t_1 = 3$ нс; $t_2 = 0,3$ нс; $t_3 = 0,03$ нс.

При моделировании используются матрицы элементов погонных сопротивлений \mathbf{R} и матрицы

погонных проводимостей G , учитывающие потери в проводниках и диэлектриках соответственно. При моделировании без учета потерь данные матрицы приняты равными нулю. При учете потерь в проводниках при вычислении элементов R учитывались: скин-эффект, эффект близости и потерь в плоскости земли по методике [8]. При учете потерь в диэлектриках при вычислении элементов матрицы G использована модель частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь материалов FR-4 [9].

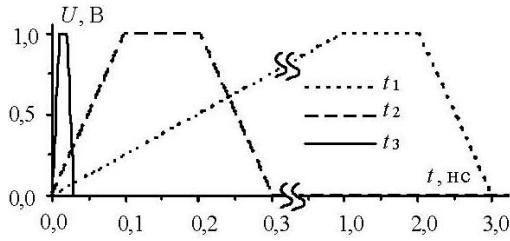


Рис. 2. Формы импульсов воздействий

Результаты моделирования

Выполнено моделирование для 3 разных длительностей воздействия. Вдоль каждого полувитка вычислено по 20 форм напряжений, однако показаны только формы сигнала на входе (U_b) и выходе (U_e) С-секции, а также с максимальным значением: (U_{max}) – без учета потерь, а ($U_{maxloss}$) – с учетом потерь.

Результаты моделирования распространения сигнала вдоль проводников С-секции при общей длительности воздействия 3 нс приведены на рис. 3, а. На рис. 3, б и в показаны увеличенные фрагменты с экстремумом сигнала. Аналогичные результаты для 0,3 и 0,03 нс приведены на рис. 4 и 5 соответственно.

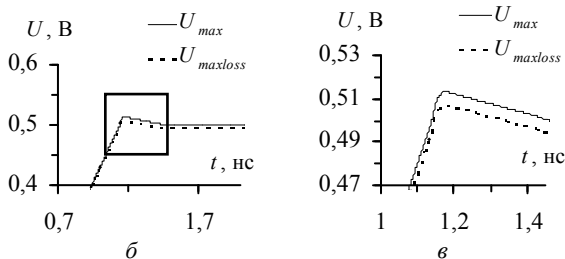
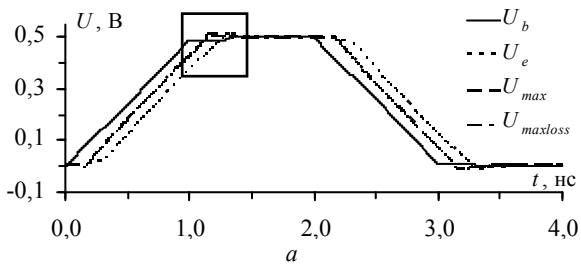


Рис. 3. Формы сигнала при $t = 3$ нс (а) и увеличенные фрагменты с экстремумом (б, в)

В таблице сведены результаты моделирования для трех длительностей с учетом потерь и без них, где t – длительность сигнала, n – номер сегмента, в котором локализован максимум, $U_{maxloss}$ – амплитуда

максимума с учетом потерь, U_{max} – амплитуда максимума без учета потерь, d – разница амплитуд.

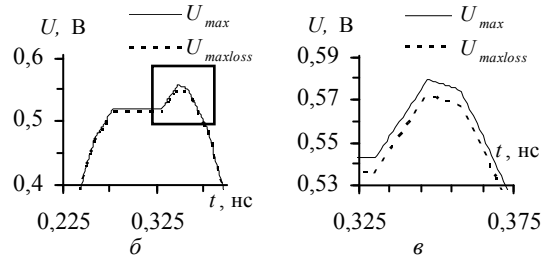
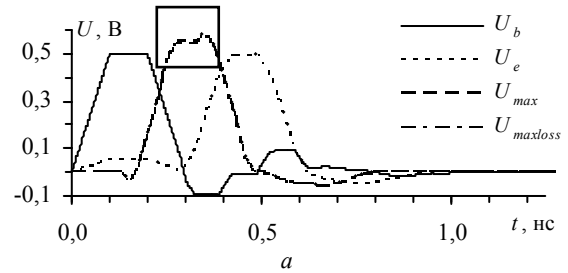


Рис. 4. Формы сигнала при $t = 0,3$ нс (а) и увеличенные фрагменты с экстремумом (б, в)

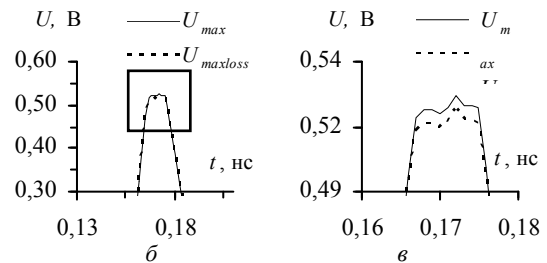
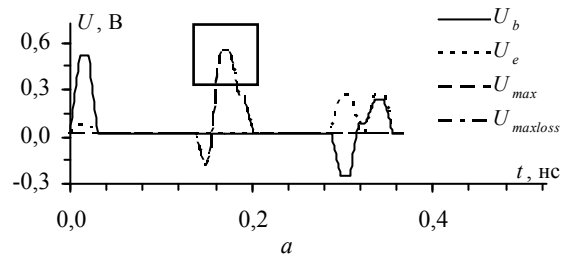


Рис. 5. Формы сигнала при $t = 0,03$ нс (а), увеличенные фрагменты с экстремумами (б, в)

Результаты моделирования

t , нс	n	$U_{maxloss}$, В	n	U_{max} , В	d , В (%)
3	20	0,50701	20	0,51358	0,00660 (1,28%)
0,3	19	0,57468	19	0,58211	0,00743 (1,28%)
0,03	20	0,52124	20	0,52672	0,00548 (1,04%)

Из таблицы видно, что при $t = 3$ и 0,03 нс максимум напряжения локализован в 20-м сегменте второго полувитка (это у стыка полувитков), а при $t = 0,3$ нс – в 19-м сегменте второго полувитка. Учет потерь незначительно влияет (в пределах 1–2%) на значения максимума напряжения: для случая, когда $t = 3$ нс, относительная разница максимумов напряжения с учетом потерь и без учета потерь составляет 1,28%. Стоит отметить, что при уменьшении длительности импульса разница между амплитудами

максимумов напряжения уменьшается. На графиках видно, что формы напряжений с учетом потерь и без их учета практически совпадают для всех случаев.

Заключение

Таким образом, при таких геометрически малых размерах структуры влияние потерь при моделировании распространения импульса незначительно. Целесообразно исследовать структуры с более сложной геометрической формой, а также исследовать влияние изменения ширины между проводниками на локализацию и амплитуду максимума.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417X0172.

Литература

1. Орлов П.Е. Новая концепция создания интегрированных датчиков для контроля электромагнитной обстановки в бортовой аппаратуре космического аппарата / П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // *Авиакосмическое приборостроение*. – 2012. – № 5. – С. 20–23.
2. Achar R., Nakhla M.S. Simulation of high-speed interconnects // *Proc. IEEE*. – 2001. – Vol. 89, No. 5. – P. 693–728.
3. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передач / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: ТУСУР, 2007. – 152 с.
4. Газизов Р.Р. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT / Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, П.Е. Орлов // *Доклады ТУСУР*. – 2015. – № 4(38). – С. 147–150.
5. Газизов Р.Р. Исследование распространения сверхкороткого импульса в микрополосковой С-секции при изменении зазора между связанными проводниками / Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, Т.Т. Газизов // *Доклады ТУСУР*. – 2016. – № 1(19). – С. 79–82.
6. Газизов Р.Р. Исследование локализации пиковых значений сигнала в печатной плате системы автономной навигации / Р.Р. Газизов, Т.Т. Газизов // *Инфокоммуникационные технологии*. – 2017. – Т. 15, №2. – С. 170–178.
7. Выявление и локализация экстремумов сигнала в двухвитковой меандровой линии с учетом потерь / Рустам Р. Газизов, Руслан Р. Газизов // *Сб. избр. ст. научной сессии ТУСУР: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2018»*. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 2. – С. 246–249.
8. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines / G.L. Matthaei, G.C. Chinn // *Microwave Symposium Digest*. – 1992. – P. 1353–1354.
9. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevic, R.M. Biljic, V.D. Likar-Smiljanic, T.K. Sarkar // *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*. – 2001. – Vol. 43, No. 4. – P. 662–666.

Газизов Рустам Рифтович

Студент каф. БИС ТУСУРа

Эл. почта: gazizovtsk@yandex.ru

Газизов Руслан Рифатович

Мл. науч. сотр. каф. ТУ ТУСУРа

Эл. почта: ruslangazizow@gmail.com

УДК 621.396.41

Ч.Л. Хомушку, Р.Р. Газизов

Локализация экстремумов сверхкоротких импульсов от источника преднамеренных воздействий в шине печатной платы космического аппарата

Рассматриваются выявление и локализация экстремумов сигнала в схемах из многопроводных линий передачи. Использован фрагмент шины печатной платы космического аппарата. С помощью компьютерного моделирования локализованы экстремумы напряжения при воздействии сверхкороткого импульса от источника преднамеренных воздействий, а также максимумы перекрестных наводок от него.

Ключевые слова: моделирование, сверхкороткий импульс, локализация экстремумов сигнала, квазистатистический анализ, электромагнитная совместимость.

С развитием радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) выявление и локализация экстремумов сигнала становятся все более актуальными, поскольку их результаты могут быть полезны для обеспечения электромагнитной совместимости, а также для совершенствования защиты от преднамеренных и непреднамеренных сверхкоротких импульсов (СКИ). Это особенно актуально в критичных системах, таких как космические аппараты или самолеты.

Разработаны алгоритмы и программный комплекс по выявлению и локализации экстремумов

сигнала в многопроводных линиях передачи (МПЛП) [1]. Выполнены исследования по выявлению и локализации экстремумов СКИ в шине печатной платы (ПП) системы автономной навигации (САН) космического аппарата (КА) [2–4]. Однако эти исследования выполнены только с применением сигналов в форме трапеции, и лишь в работе [5] использован электростатический разряд. Моделирование с применением формы сигнала от реальных источников преднамеренных воздействий выполнено не было.

Цель данной работы – выполнить исследование по выявлению и локализации экстремумов СКИ от реального источника преднамеренных воздействий в шине ПП.

Для исследования использовалась система TALGAT, в которой реализована база данных [6] с реальными формами СКИ от источников преднамеренных воздействий [7]. На рис. 1 представлена форма ЭДС используемого импульса воздействия. В качестве исследуемой взята шина ПП из работы [8], принципиальная схема которой изображена на рис. 2. Первый проводник шины ПП моделировался как активный, а остальные проводники были пассивными.

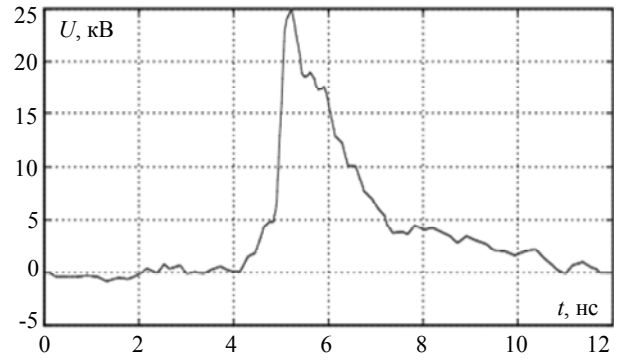


Рис. 1. Форма импульса воздействия

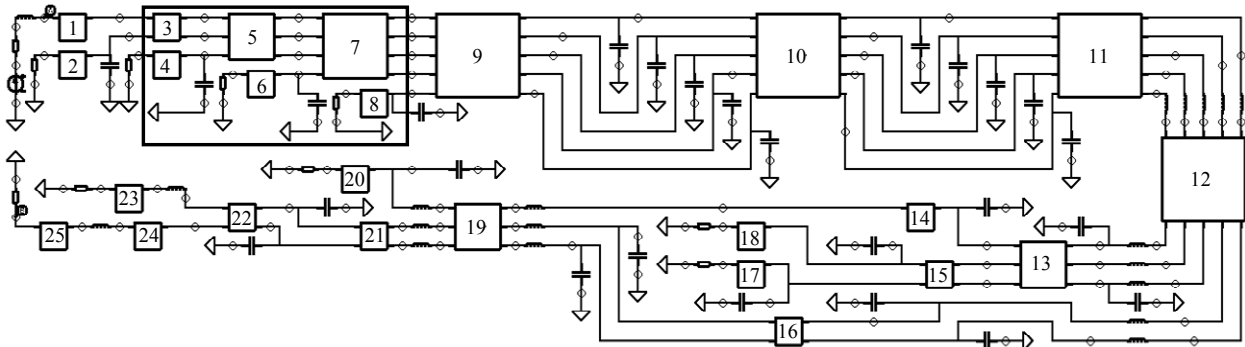


Рис. 2. Принципиальная схема шины ПП

В таблице приведены результаты моделирования распространения СКИ вдоль проводников шины. В процентах указано в проводнике 1 превышение амплитуды максимума сигнала над амплитудой сигнала на входе, а в проводниках 2–5 – амплитуды перекрестной помехи над амплитудой сигнала в активном проводнике. Отметим, что возможность пробоя высоким напряжением при моделировании не учитывалась.

Далее приведены наиболее наглядные результаты, а именно формы напряжения и перекрестных наводок с максимальными значениями и их локализация для тех случаев, где выявлены экстремумы.

Результаты моделирования

Номер проводника	U_{\max} , В	$U_{\text{вх}}$, В	%	Линия (сегмент)
1	13978,2	13918,6	0,43	7(20)
2	1115,79	1092,92	7,98	7(8)
3	212,38	212,21	1,52	4(9)
4	82,46	81,92	0,59	6(9)
5	75,17	70,24	0,54	8(9)

Формы напряжений в проводнике 1 (активном) показаны на рис. 3, а: в начале и конце проводника, а также с экстремумом. Локализация экстремума приведена на рис. 3, б (указана стрелкой). Выявлен максимум напряжения, на 0,43% превышающий амплитуду сигнала на входе. Максимум выявлен в сегменте 20 (из 20) в отрезке МППП.

Формы перекрестных наводок с экстремумом в проводнике 2 (пассивном) представлены на рис. 4, а, а локализация экстремума – на рис. 4, б. Выявлен

максимум перекрестной наводки, локализованный в сегменте 8 линии передачи 7, составляющий 7,98% от амплитуды сигнала в активном проводнике.

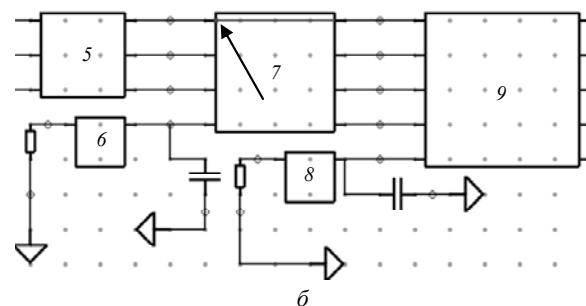
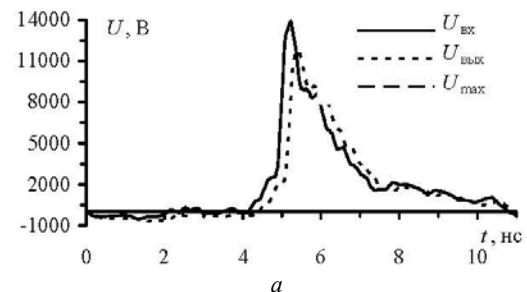


Рис. 3. Формы напряжений (а) и локализация экстремума (б) в активном проводнике

Формы перекрестных наводок с экстремумом в проводнике 3 (пассивном) представлены на рис. 5, а, а локализация экстремума – на рис. 5, б. В сегменте 9 линии передачи 4 выявлен максимум перекрестной наводки, составляющий 1,52% от амплитуды сигнала в активном проводнике.

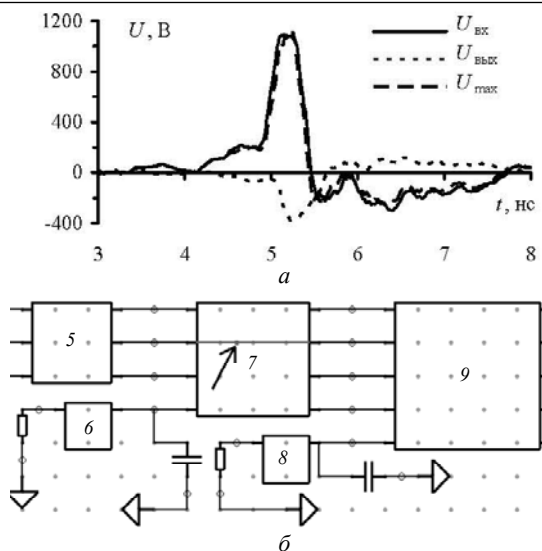


Рис. 4. Формы перекрестных наводок (а) и локализация экстремума (б) в проводнике 2

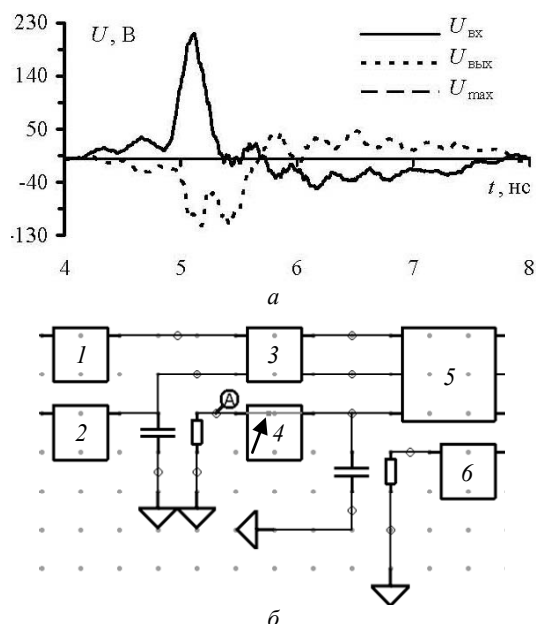


Рис. 5. Формы перекрестных наводок (а) и локализация экстремума (б) в проводнике 3

Формы перекрестных наводок с экстремумом в проводнике 4 (пассивном) представлены на рис. 6, а, а локализация экстремума – на рис. 6, б. Выявлен максимум перекрестной наводки, локализованный в сегменте 9 линии передачи 6, составляющий 0,59% от амплитуды сигнала в активном проводнике.

Формы перекрестных наводок с экстремумом в проводнике 5 (пассивном) представлены на рис. 7, а, а локализация экстремума – на рис. 7, б. Максимум перекрестной наводки выявлен в сегменте 9 линии передачи 8. Он составил 0,54% от амплитуды сигнала в активном проводнике.

Из полученных результатов видно, что значительных превышений напряжения вдоль проводников этой шины нет. Наибольший максимум превышает амплитуду сигнала на входе на 0,43%.

мум перекрестной наводки 1115,79 В составляет менее 10% от амплитуды сигнала в активном проводнике. Локализация экстремумов находится примерно в одной области, отмеченной на рис. 2.

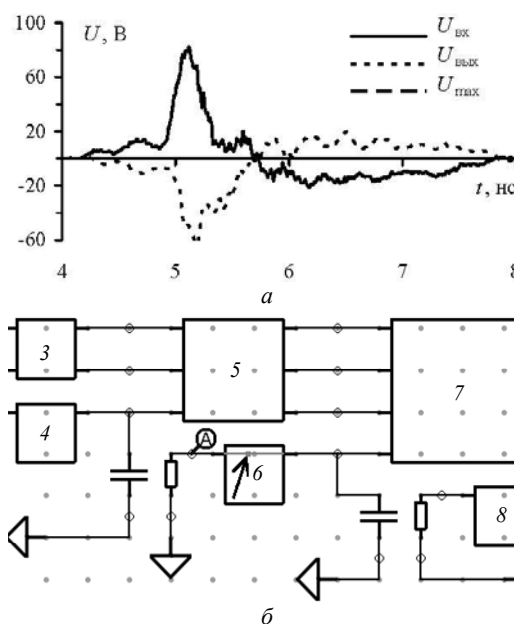


Рис. 6. Формы перекрестных наводок (а) и локализация экстремума (б) в проводнике 4

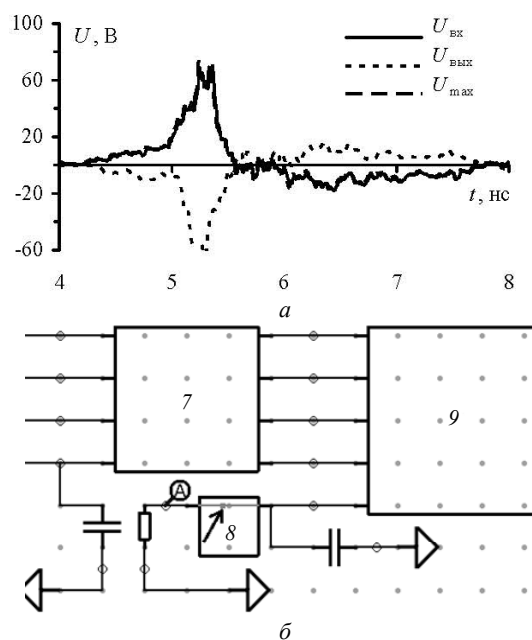


Рис. 7. Формы перекрестных наводок (а) и локализация экстремума (б) в проводнике 5

Таким образом, в результате работы исследования на шинах ПП при использовании формы СКИ от реального источника преднамеренных воздействий. Показано, что в данной шине при таком СКИ существенных превышений напряжения и перекрестных наводок не наблюдается.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417X0172.

Литература

1. Газизов Р.Р. Методика и алгоритмы для выявления и локализации экстремумов сигнала в многопроводных линиях передачи // Системы управления, связи и безопасности. – 2017. – №4. – С. 1–14.

2. Gazizov R.R. Influence of ultrashort pulse duration on its peak values localization in PCB of spacecraft autonomous navigation system / R.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, T.T. Gazizov, A.O. Belousov // 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Erlagol, Altai. 30 June–4 July 2017. – P. 69–74.

3. Газизов Р.Р. Исследование локализации пиковых значений сигнала в печатной плате системы автономной навигации / Р.Р. Газизов, Т.Т. Газизов // Инфокоммуникационные технологии. – 2017. – Т. 15, № 2. – С. 170–178.

4. Gazizov R.R. Influence of ultrashort pulse duration on localization of crosstalk peak values in PCB of spacecraft autonomous navigation system / R.R. Gazizov, A.O. Belousov, T.R. Gazizov // International Siberian Conference on Control and Communications. – Astana, 29–30 June 2017. – P. 1–5.

5. Gazizov R.R. Simulation of ESD effects on PCB bus of spacecraft autonomous navigation system // Proc. of IEEE 2017. International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences, Novosibirsk, 18–24 September 2017. – P. 1–5.

6. Квасников А.А. Разработка подсистем графического интерфейса системы TALGAT / А.А. Квасников, С.П. Куксенко, Е.В. Лежнин // Матер. докл. XIII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (ЭССУ), 29 ноября – 1 декабря 2017. – Т. 2. – С. 15–18.

7. Mora N. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugrin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System Design and Assessment Notes. – 8 July 2014. – No. 41. – P. 1–48.

8. Газизов Р.Р. Локализация максимумов напряжения в шине печатной платы системы автономной навигации космического аппарата / Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов // Труды МАИ. – 2016. – № 89. – С. 1–9.

Хомушку Чайна Леонидовна
Магистрант каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: khchl@mail.ru

Газизов Руслан Рифатович
Аспирант каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: ruslangazizow@gmail.com

УДК 621.396.41

М.В. Храпцов, А.М. Заболоцкий

Моделирование схем защиты для цепей электропитания на основе модальных фильтров и варисторов

Разработаны схемы защиты, состоящие из варисторов и трехпроводных структур модального фильтра (МФ). Выполнены моделирование и анализ предложенных схем защиты. Получены временные характеристики. Проанализированы дифференциальное и синфазное включение варистора совместно с МФ, с помощью воздействия кондуктивных помех.

Ключевые слова: модальный фильтр, варистор, помехозащита.

Современная радиоэлектронная аппаратура (РЭА) восприимчива к влиянию кондуктивных помех. Особо опасными в настоящее время являются помехи в виде сверхкоротких импульсов (СКИ). Влияние СКИ может привести к тому, что нарушается работоспособность РЭА, выходят из строя отдельные её части, что может привести к нежелательным последствиям. Поэтому необходимо уделять большое внимание проблеме помехозащиты современной РЭА. Одним из направлений электромагнитной совместимости (ЭМС) является защита от кондуктивных воздействий. Существуют различные методы и способы, а также устройства помехозащиты. Одним из существующих устройств защиты от СКИ является модальный фильтр (МФ) [1], где СКИ раскладывается на импульсы мод с разной задержкой. Другим надежным средством защиты для подавления скачков напряжения в цепях электропитания является варистор. Преимуществами варисторов являются такие особенности, как быстрая реак-

ция на перенапряжение, высокая надежность, отличные пиковые электрические характеристики в широком диапазоне рабочей температуры [2].

Цель работы – выполнить моделирование схем защиты цепей электропитания РЭА, состоящих из варисторов и МФ.

Исходные данные для моделирования

Синфазная и дифференциальная схемы включения варисторов показаны на рис. 1, 2.

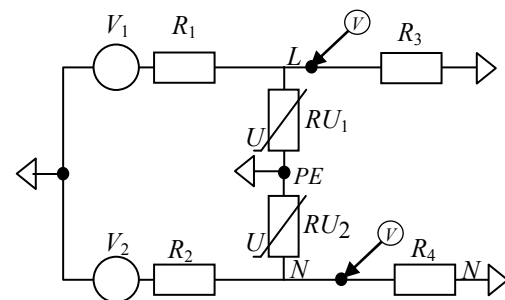


Рис. 1. Схема синфазного включения варисторов

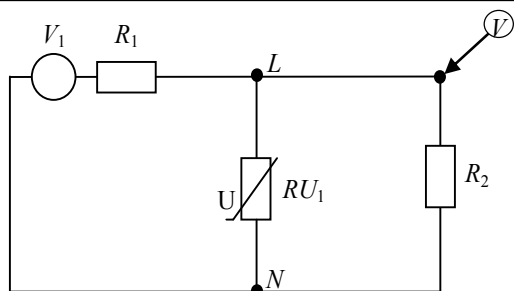


Рис. 2. Схема дифференциального включения варистора

В качестве источника воздействия используется генератор импульсов в форме трапеции (с равными временами фронта, плоской вершины и спада) с амплитудой напряжения 1000 В. Длительность исходного импульса по уровню 0,5 изменялась – 100, 500 пс. Сопротивление резисторов R_x равно 1 МОм, сопротивление остальных резисторов равно 50 Ом.

Для защиты от импульсных помех используется варистор S05K250. Напряжение срабатывания при переменном токе 250 В, при постоянном токе 320 В. Рабочая температура от -40 до $+85$ °С.

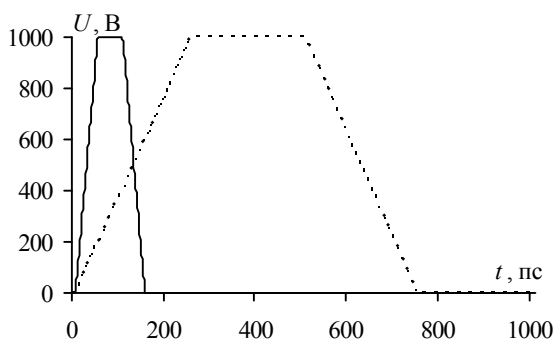


Рис. 3. Исходные импульсы ЭДС длительностью 100 пс (—) и 500 пс (---)

В качестве МФ рассмотрен кабель длиной 1 м марки ВВГ с сечением жил 4 мм^2 [3]. Кабель марки ВВГ предназначен для передачи и распределения электроэнергии. Напряжение, с которым он может работать, 220/380 или 660/1000 В при номинальной частоте 50 Гц. Сфера применения данного электропровода крайне обширна [4]. Поперечное сечение ВВГ 3×4 показано на рис. 4, где проводники L , N и PE – фаза, нейтраль и защитное заземление. В скобках указано назначение проводников МФ, где A , O и $П$ – активный, опорный и пассивный проводники.

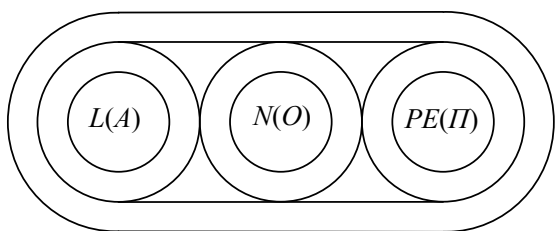


Рис. 4. Поперечное сечение плоского кабеля ВВГ

Погонные параметры матриц взяты из работы [3] и приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры кабеля					
L , нГн/м		C , пФ/м		Длина, м	
422,48	96,73	58,64	-9,56	1	
96,73	422,48	-9,56	58,64		

Схемы включения варисторов и МФ представлены на рис. 5, 6.

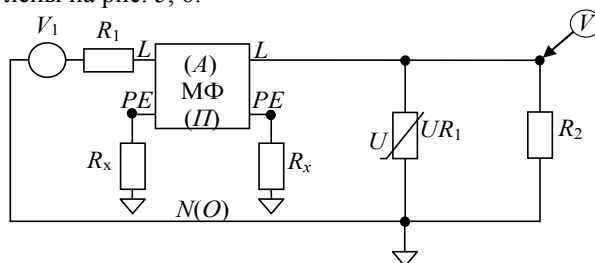


Рис. 5. Схема дифференциального включения МФ и варистора

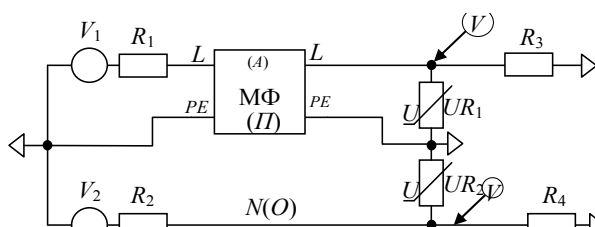


Рис. 6. Схема синфазного включения МФ и варисторов

Результаты моделирования

Вначале на рис. 7 представлены результаты моделирования дифференциальной и синфазной схем включения варисторов. Амплитуда импульса на выходе при различных включениях одинакова и ослабляется относительно исходного: при длительности 100 пс – в 2,16 раза; при длительности 500 пс – в 2,87 раза.

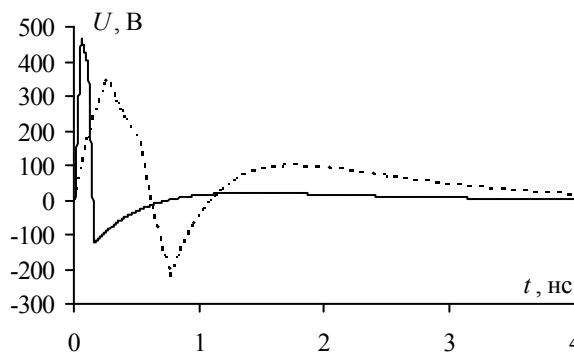


Рис. 7. Формы сигнала на выходе для дифференциальной и синфазной схем включения при исходном импульсе длительностью 100 пс (—) и 500 пс (---)

Далее будут представлены результаты моделирования схем включения МФ и варисторов в дифференциальном и синфазном включениях.

На рис. 8 показаны формы сигнала на выходе схемы включения МФ и варистора в дифференциальном виде. Видно, что исходный импульс длительностью 100 пс за счет МФ разложился на два импульса по 176 и 248 В с разностью задержек 490 пс. Исходный импульс длительностью 500 пс не разло-

жился полностью, но его форма искажилась, а амплитуда значительно снизилась до 124 В.

Формы сигнала на выходе схемы включения МФ и варисторов в синфазном включении для фазного проводника представлены на рис. 9. Видно, что исходный импульс длительностью 100 пс за счет МФ разложился на два импульса по 257 и 166 В с разностью задержек 490 пс. Исходный импульс длительностью 500 пс не разложился полностью, но его форма искажилась, а амплитуда значительно снизилась до 183 В.

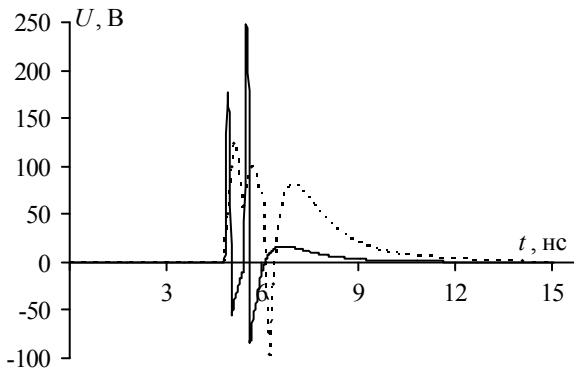


Рис. 8. Формы сигнала на выходе дифференциальной схемы включения МФ и варистора при исходном импульсе длительностью 100 пс (—) и 500 пс (---)

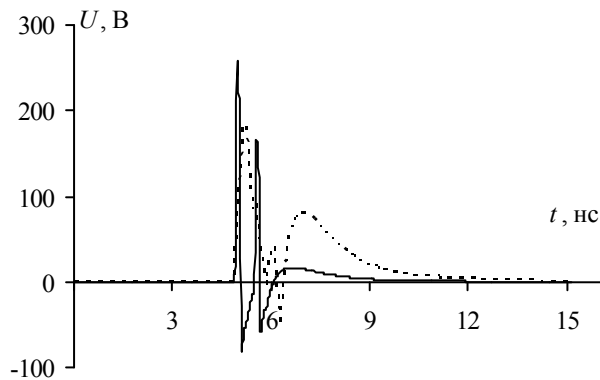


Рис. 9. Формы сигнала на выходе синфазной схемы включения МФ и варистора для фазного проводника при исходном импульсе длительностью 100 пс (—) и 500 пс (---)

Формы сигнала на выходе схемы включения МФ и варисторов в синфазном виде для нейтрального проводника представлены на рис. 1. Видно, что исходный импульс длительностью 100 пс ослабился до 462 В. Исходный импульс длительностью 500 пс ослабился до 348 В.

При добавлении МФ в схему защиты с варистором амплитуда помех снижается. Так, в схеме включения с одним варистором максимальная амплитуда, после схемы защиты при исходном импульсе длительностью 100 пс составляет 462 В, а при 500 пс – 348 В. Оптимальной схемой защиты среди рассматриваемых является дифференциальное включение МФ и варистора, так как эта схема показывает лучшие результаты ослабления по сравнению с други-

ми, а вносимое затухание при длительности исходного импульса 100 пс составляет 6,09 дБ, а при длительности исходного импульса 500 пс – 12,11 дБ. Это объясняется тем, что сначала исходный импульс подвергается воздействию МФ, т.е. раскладывается на два импульса меньшей амплитуды, а затем и воздействию варистора, в котором энергия помехи рассеивается в виде тепла.

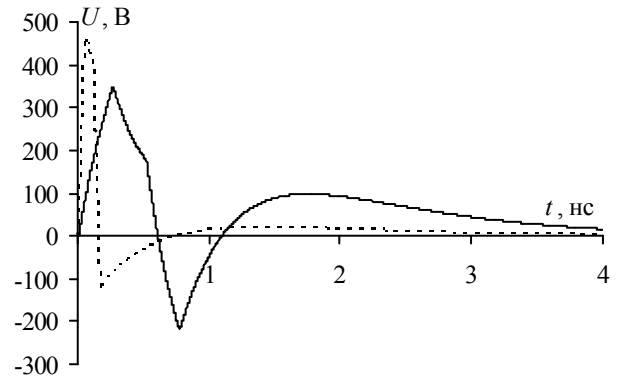


Рис. 4. Формы сигнала на выходе синфазной схемы включения МФ и варистора для нейтрального проводника при исходном импульсе длительностью 100 пс (—) и 500 пс (---)

Сравнение результатов моделирования

Краткие результаты моделирования представлены в табл. 2.

Таблица 2

Варисторы	Результат моделирования	
	Вносимое затухание (исходный импульс 100 пс), дБ	Вносимое затухание (исходный импульс 500 пс), дБ
	0,69	3,14
МФ + варистор в дифференциальном виде	6,09	12,11
МФ + варистор в синфазном виде на фазном проводнике	5,78	8,73
МФ + варистор в синфазном виде на нейтральном проводнике	0,69	3,14

Заключение

Таким образом, исследована схема защиты с совместным включением МФ и варистора. Вычислены временные отклики на воздействие сверхкоротких импульсов разной длительности в различных видах включения. Предложены оптимальные схемы включения гибридных схем защиты.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МД 365.2018.8.

Литература

1. Заболоцкий А.М. Новые решения для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, И.Ф. Калимулин. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2016. – 288 с.

2. Варисторы EPCOS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ferrite.ru/products/epcos-passive/varistors/> свободный (дата обращения: 24.08.2018).

3. Джанбаев К.Э. Исследование и моделирование схем защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов: дис. ... канд. техн. наук: 11.04.02. – Томск, 2017. – 102 с.

4. Кабель ВВГ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://kabel-vvg.ru> свободный (дата обращения: 24.08.2018).

Храмцов Максим Владимирович

Магистрант каф. ТУ ТУСУРа

Эл. почта: maxxx-rgbk@mail.ru

Заболоцкий Александр Михайлович

Д-р техн. наук, проф. каф. ТУ ТУСУРа

Эл. почта: zabolotsky_am@mail.ru

УДК 621.3

С.Х. Карри, Р.С. Суворцев

Анализ рассеяния мощности сверхкороткого импульса в витке меандровой линии задержки

Произведён анализ рассеяния мощности сигнала в витке меандровой линии задержки. Для этого выполнено квазистатическое и электродинамическое моделирование линии. На основе оценок результатов моделирования подтверждено значительное влияние потерь на форму сигнала в конце линии. Также количественно оценён вклад потерь в рассеяние мощности сигнала при его прохождении по витку меандровой линии.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, меандровая линия задержки, сверхкороткий импульс, потери на излучение, разложение импульса, рассеяние мощности.

В настоящее время радиоэлектронная аппаратура (РЭА) все чаще применяется в различных сферах жизнедеятельности человека. Проектирование современной РЭА требует уменьшения габаритов печатных узлов устройств, увеличения плотности монтажа печатных плат и роста рабочих частот, что обостряет проблему обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) на уровне печатных плат. Несоблюдение требований ЭМС может повлечь за собой ряд серьёзных проблем, вплоть до полного выхода устройства из строя. Одной из актуальных задач ЭМС является защита РЭА от электромагнитных воздействий (ЭМВ), которые все чаще становятся причиной выхода РЭА из строя [1]. ЭМВ могут быть как преднамеренными (из-за действий злоумышленников), так и непреднамеренными (из-за внутренних сбоях РЭА или внешних природных воздействий). Серьезную опасность среди ЭМВ представляют импульсы наносекундного диапазона, которые также называют сверхкороткими импульсами (СКИ). Опасность СКИ обусловлена их высокой амплитудой, которая и приводит к выходу чувствительных цепей РЭА из строя, поскольку для таких цепей опасность уже представляют всплески от 50 В.

Для защиты от СКИ существуют различные подходы, однако зачастую они оказываются неэффективными из-за ряда недостатков, и тогда прибегают к сложным и многоступенчатым устройствам, что неизбежно ведет к росту массы, а также габаритов устройств. Примечателен предложенный для защиты РЭА от СКИ подход, основанный на разложении СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды в витке меандровой линии задержки за счет модальных искажений сигнала [2].

Теоретические и экспериментальные исследования данного подхода во временной и частотной областях показали возможность применения на практике меандровых линий в качестве устройств защиты. В меандровой линии на печатной плате существуют потери, которые вносят существенный вклад в искажение формы сигнала. От понимания вклада каждого из видов потерь в искажения формы СКИ в меандре зависит успех практической реализации таких защитных устройств.

Такие оценки вклада потерь в искажение формы СКИ выполнены в [3], однако только на основе анализа изменения форм сигнала, причем полученных методом моментов в рамках квазистатического подхода. Между тем целесообразно более детальное исследование влияния потерь, поскольку в общем случае в линиях передачи есть три основных вида: в проводниках, в диэлектриках и на излучение. Первые два вида достаточно хорошо исследованы с помощью подходов и моделей для их учета при моделировании [4, 5].

Как показал обзор [6], на данный момент нет однозначных подходов и инструментов для оценки потерь на излучение в меандровых линиях. Для оценки вклада потерь на излучение могут быть использованы результаты комплексного моделирования с помощью квазистатического и электродинамического подходов, например за счет оценки мощности сверхкороткого импульса в начале и конце линии. Второй подход даст более точные оценки, поскольку позволяет учесть все типы волн, распространяющихся в меандре, а их сравнение с оценками, полученными на основе квазистатического подхода, позволят оценить вклад потерь на излучение.

Поэтому целесообразно выполнить такое исследование.

Цель данной работы – выполнить анализ влияния потерь на изменение мощности СКИ в конце витка меандровой линии задержки. Для достижения этой цели нужно решить следующие основные задачи: выполнить квазистатическое и электродинамическое моделирование формы сигнала в конце витка защитной меандровой линии без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике; оценить вклад потерь в проводниках и диэлектрике в изменение мощности; выполнить сравнение и анализ результатов.

Исходные данные для моделирования

Для моделирования выбран виток микрополосковой меандровой линии (рис. 1). Параметры поперечного сечения линии выбраны так, чтобы обеспечить разложение СКИ на последовательность импульсов: ширина (w) и толщина (t) сигнального проводника 300 и 105 мкм соответственно; расстояние (s) между ними 23 мкм; толщина (h) подложки 510 мкм; диэлектрическая проницаемость (ϵ_r) подложки 4,3. Исследуемая линия состоит из двух сигнальных проводников, соединенных на одном конце и лежащих на диэлектрической подложке, и опорного проводника, представленного в виде идеально проводящей плоскости. Ближний конец первого проводника соединен с источником сигналов, представленным на схеме идеальным источником ЭДС с внутренним сопротивлением R_1 , а второго – с приемным устройством, представленным на схеме сопротивлением R_2 (рис. 2). Значения резисторов R_1 и R_2 для минимизации отражения сигнала от концов линии, приняты равными среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод. В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с ЭДС 1 В, длительностями фронта/спада по 50 нс, а плоской вершины – 100 пс.

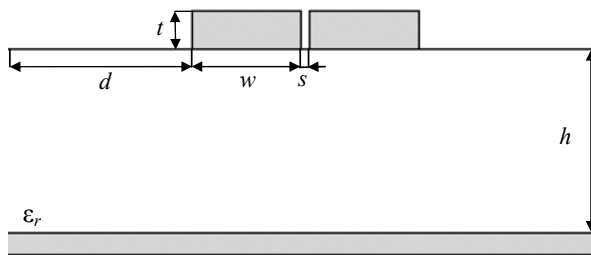


Рис. 1. Поперечное сечение исследуемой линии

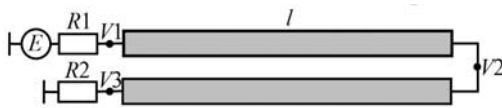


Рис. 2. Схема соединений исследуемой линии

Подход к вычислению мощности сигнала

Для оценки влияния потерь на искажение СКИ предлагается вычисление мощности сигнала в начале и конце линии без учета и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике. Поскольку квазистатический подход позволяет учесть только основной тип волны, распространяющейся в линии, то полезен

полноволновой анализ для получения более корректных оценок. Каждый из видов потерь будет вносить свое ослабление в общую мощность выходного сигнала. Сопоставление полученных результатов позволит сделать ряд предположений о наличии потерь на излучение в меандровой линии. Мощность сигнала на выходе генератора и на нагрузке может быть вычислена как

$$P = \int_0^{t_{\max}} \frac{U^2(t)}{R} dt = \frac{1}{R} \int_0^{t_{\max}} U^2(t) dt, \quad (1)$$

где $U(t)$ – форма напряжения; R – сопротивление генератора или нагрузки; t_{\max} – учитываемая длительность $U(t)$.

Результатом вычисления формы напряжения в начале и конце витка меандра является набор дискретных отсчетов напряжения и соответствующих им отсчетов времени. Поэтому интеграл в (1) может быть заменен суммой квадратов отсчета напряжения, отнесенной к сопротивлению в точке вычисления мощности (узлы $V1$ и $V3$). Тогда выражение (1) примет вид

$$P = \frac{1}{R} \sum_{i=0}^{t_{\max}} U^2(t). \quad (2)$$

Результаты моделирования

Сначала выполнено последовательное моделирование формы сигнала в начале и конце витка меандровой линии задержки без учета потерь, с учетом потерь в проводниках, с учетом потерь в диэлектрике и с одновременным учетом потерь в проводниках и диэлектрике. Для учета потерь в проводниках вычислена матрица погонных сопротивлений \mathbf{R} с учетом скин-эффекта и эффекта близости на основе модели из [7]. Для вычисления матрицы погонных проводимостей \mathbf{G} использован тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg} \delta = 0,025$. Вычисленные на частоте 10 ГГц матрицы \mathbf{R} и \mathbf{G} имеют вид

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 57,96 & 6,95 \\ 6,95 & 57,96 \end{bmatrix}, \text{ Ом/м},$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 12,15 & -64,37 \\ -64,37 & 12,15 \end{bmatrix}, \text{ См/м}.$$

На рис. 3 в качестве примера приведены вычисленные формы первых трех основных импульсов в конце витка меандровой линии с учетом и без учета потерь, а в табл. 1 сведены результаты вычисления мощности в начале (P_{in} – в узле $V1$) и конце (P_{out} – в узле $V3$) линии и их относительные разности (ΔP). Перед вычислением мощности выполнена оценка сходимости значений мощностей в начале и конце линии при увеличении числа отсчетов напряжения, а дальнейшие вычисления выполнены только при оптимальном числе отсчетов. Кроме того, отметим, что мощность сигнала вычислена в диапазоне времени, соответствующем полному затуханию сигнала. Аналогичное моделирование форм сигнала в начале и конце линии выполнено с помощью электродинамического подхода. При этом параметры линии приняты такими же, как и при квазистатическом модели-

ровании. Полученные формы сигналов представлены на рис. 4, а вычисленные мощности – в табл. 2.

Таблица 1

Параметры выходного сигнала, вычисленные по результатам квазистатического моделирования

Вид потерь		P_{in} , мВт	P_{out} , мВт	ΔP_{in} , %	ΔP_{out} , %
Пров.	Диэл.				
–	–	962	408	–	–
+	–	924	374	3,95	8,3
–	+	900	355	6,44	12,99
+	+	877	329	8,84	19,36

Таблица 2

Параметры выходного сигнала, вычисленные по результатам электродинамического моделирования

Вид потерь		P_{in} , мВт	P_{out} , мВт	ΔP_{in} , %	ΔP_{out} , %
Пров.	Диэл.				
–	–	1043	428	–	–
+	–	956	377	8,34	11,91
–	+	986	370	5,46	13,55
+	+	917	336	12,08	21,49

Как видно из форм сигналов на рис. 3 и 4, качественно результаты хорошо согласуются: исходный СКИ в конце витка меандровой линии раскладывается на последовательность из трех основных импульсов (перекрестной наводки, импульсов нечетной и четной мод). Отметим, что, вне зависимости от

использованного подхода потери оказывают наименьшее влияние на импульс ближней перекрестной наводки. Это связано с характером ее возникновения: наведенный сигнал начинает распространяться одновременно с началом распространения основного сигнала по первому проводнику линии и влияние потерь на него незначительно.

Из результатов квазистатического моделирования видно, что потери в проводниках оказывают наибольшее влияние на импульс нечетной моды, а в диэлектрике, наоборот – на импульс четной моды. Из результатов электродинамического моделирования видно, что потери оказывают более существенное влияние на импульсы нечетной и четной мод: наблюдается характерное затягивание фронта и спада импульсов, из-за чего их форма становится более пологой, что характерно для реальных межсоединений печатных плат.

Из полученных результатов электродинамического моделирования без учета потерь видно, что в отличие от квазистатического импульсы нечетной и четной мод искажены, что объяснимо спецификой такого моделирования: учетом распространения всех типов волн в межсоединении. Поэтому вероятной причиной таких искажений могут являться потери на излучение.

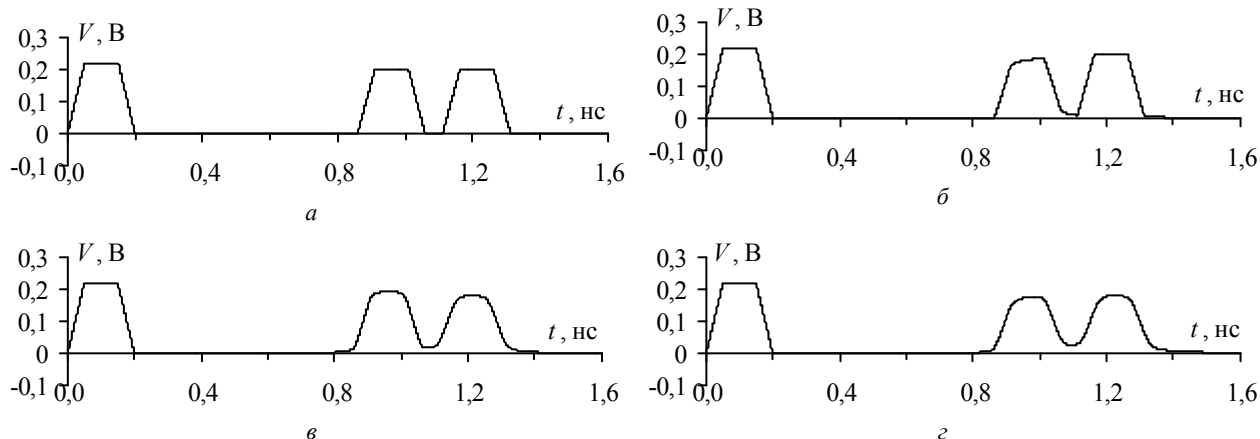


Рис. 3. Результаты квазистатического моделирования формы сигнала в конце линии: без учёта потерь (а), с учётом потерь в проводниках (б), с учётом потерь в диэлектрике (в), с учётом потерь в проводниках и диэлектрике (г)

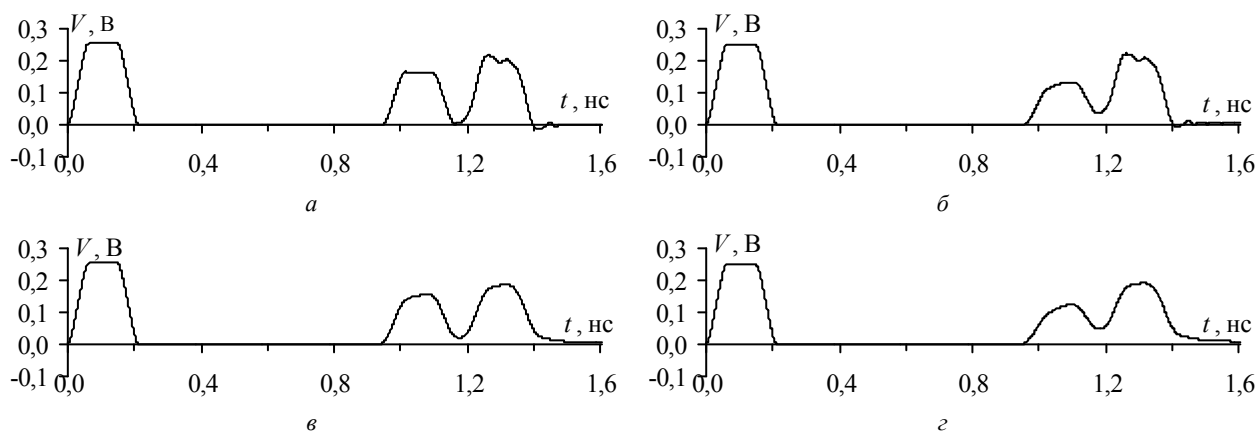


Рис. 4. Результаты электродинамического моделирования формы сигнала в конце линии: без учёта потерь (а), с учётом потерь в проводниках (б), с учётом потерь в диэлектрике (в), с учётом потерь в проводниках и диэлектрике (г)

Из табл. 1 видно, что для случая без учета потерь $P_{in} = 962$ мВт, а $P_{out} = 408$ мВт. Такое различие (более чем в 2 раза) трудно объяснить однозначно, однако, вероятнее всего, отличие вызвано отражениями из-за рассогласованности каждой из мод с внутренним сопротивлением генератора и нагрузки. Такое рассогласование вызывает большое количество отражений сигнала от концов линии, каждое из которых вносит существенный вклад в общую мощность сигнала на концах линии. Детальное выявление причин различия мощностей в начале и конце линии требует проведения дополнительных исследований и далее в работе рассматриваться не будет. Также из табл. 1 видно последовательное уменьшение мощности сигнала в начале и конце линии при учете потерь. Так, например, для случая одновременного учета потерь в проводниках и диэлектрике уменьшение мощности сигнала в начале и конце линии, относительно случая без потерь, составляет 8,84 и 19,36% соответственно. Из табл. 2 также видно уменьшение мощности сигнала при учете потерь. Однако влияние потерь в диэлектрике на мощность в начале линии выражено меньше (5,46%) по сравнению с результатами квазистатического моделирования (6,44%). Это может быть вызвано различием численных методов при моделировании и подходов к учету потерь в диэлектрике. Наконец, отметим, что полученные оценки мощности при квазистатическом и электродинамическом анализе хорошо согласуются качественно: потери в проводниках и диэлектрике оказывают существенное влияние на рассеяние мощности сигнала, а уменьшение мощности сигнала в конце линии из-за потерь может достигать 20% от случая без потерь. Количественные отличия оценок обусловлены разными подходами к моделированию.

Заключение

В работе произведён анализ рассеяния мощности СКИ в витке меандровой линии задержки. Для этого выполнено квазистатическое и электродинамическое моделирование линии. В результате оценок, произведённых на основе результатов моделирования, подтверждено значительное влияние потерь на форму сигнала в конце линии. Показано отличие результатов применённых видов моделирова-

ния при различных случаях учёта потерь. Предположены причины отличия результатов.

Программная реализация выполнена в рамках государственного задания № 8.9562.2017/БЧ Минобрнауки России. Моделирование выполнено за счет гранта РФФИ №18-37-00339 в ТУСУРе.

Литература

1. Петкау О. Защита объектов топливно-энергетического комплекса от угроз электромагнитного воздействия / О. Петкау, А. Тарабцев, А. Дерябин и др. // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. – 2014. – № 2 (6). – С. 74–76.
2. Surovtsev R.S. Possibility of Protection Against UWB Pulses Based on a Turn of a Meander Microstrip Line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2017. – Vol. 58, No. 6. – P. 1864–1871.
3. Surovtsev R.S. Influence of losses on ultrashort pulse decomposition in a turn of meander microstrip line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, T.T. Gazizov // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – June 30 – July 4, 2016. – P. 151–154.
4. Paleczny E. Comparison of full wave approaches for determination of microstrip conductor losses for MMIC applications / E. Paleczny, D. Kinowski, J.F. Legier et al. // Electronics Letters. – 1990. – Vol. 26, No. 25. – P. 2076–2077.
5. Simpson T.L. Dielectric Loss in Microstrip Lines (Short Papers) / T.L. Simpson, B. Tseng // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1976. – Vol. 24, No. 2. – P. 106–108.
6. Карри С.Х. Обзор методов и подходов к оценке потерь на излучение в полосковых линиях / С.Х. Карри, Р.С. Суровцев // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участием студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018». – Томск, 2018. – С. 123–126.
7. Matthaei G.L. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines / G.L. Matthaei, G.C. Chinn // Microwave Symposium Digest. – 1992. – P. 1353–1354.

Карри Салим Хассанович

Магистрант ТУСУРа

Эл. почта: salim96g@gmail.com

Суровцев Роман Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ ТУСУРа

Эл. почта: surovtsvrs@gmail.com

УДК 04.514

А.А. Квасников, Е.В. Лежнин, S. Raguin

Совершенствование программного модуля оценки эффективности экранирования корпусом

Усовершенствован программный модуль оценки эффективности экранирования корпусом. Добавлены новые методы оценки эффективности экранирования. Расширены возможности графического интерфейса.

Ключевые слова: программный модуль, компьютерное моделирование, эффективность экранирования, Qt, QML, C++.

Одним из конструкторских средств обеспечения электромагнитной совместимости является экранирование, повсеместно применяемое в радиоэлектронной аппаратуре [1]. Эффективность экранирования (ЭЭ) может быть вычислена с помощью различных аналитических и численных методов. Аналитические методы целесообразно использовать на начальных этапах разработки для предварительной оценки ЭЭ корпусом. Так, известны методы оценки ЭЭ корпусом с несколькими апертурами [2–4]. В работе [5] представлены результаты разработки программного модуля для оценки ЭЭ корпусом с апертурой. Однако возможно совершенствование существующего программного модуля добавлением новых функциональных возможностей и вычислительных методов.

Цель работы – освещение результатов совершенствования программного модуля оценки ЭЭ корпусом. Для достижения этого решены следующие задачи: усовершенствован графический интерфейс программного модуля, расширены его функциональные возможности и добавлены новые методы вычисления.

Совершенствование функциональных возможностей

Существующий программный продукт, выполняющий оценку ЭЭ корпусом с апертурой, содержит ряд недостатков. Так, в нем отсутствуют возможности вычисления ЭЭ корпусом с несколькими апертурами, а также вычисления ЭЭ на основе S -параметров. Графический интерфейс также требует доработки: отсутствуют возможность двумерного отображения результатов и механизм оценки затраченного времени.

В ходе работы функционал программного модуля усовершенствован с помощью новых вычислительных алгоритмов и возможностей. При разработке использован язык программирования C++ с применением возможностей платформы Qt и набора соответствующих библиотек [6]. Оболочка программного модуля разработана с применением технологии Qt Quick, особенностью которой является разделение декларативного способа описания дизайна интерфейса и императивной логики программирования. Аналитические методы вычисления ЭЭ корпусом с несколькими апертурами [2–4] и функция вычисления ЭЭ на основе S -параметров [7] вынесены в класс calculation в соответствии с существующей архитектурой системы.

Графический интерфейс разработанного модуля претерпел изменения. Были добавлены графические/текстовые элементы, отражающие количество итераций и время в секундах, затраченные на вычисление ЭЭ (без учета процесса отрисовки изображения) (рис. 1). Данная особенность реализована путем добавления комбинации из счетчиков и таймеров в разные части программы, а также соединения этих частей через систему сигналов и слотов [8].

В раздел «Моделирование» были добавлены новые поля ввода данных для работы алгоритмов

расчёта ЭЭ (рис. 2). Значения в полях «M ar» и «N ar» соответствуют числу апертур по горизонтали и вертикали. В поля «dh» и «dv» задаются расстояния между центрами апертуры по горизонтали и вертикали. Изменение и загрузка значений полей пользовательского интерфейса отражаются динамически в соответствии с моделью приложения. В данном случае представлена реализация схемы разделения данных приложения, пользовательского интерфейса и управляющей логики на три отдельных компонента: модель, представление и контроллер — таким образом, что модификация каждого компонента может осуществляться независимо.

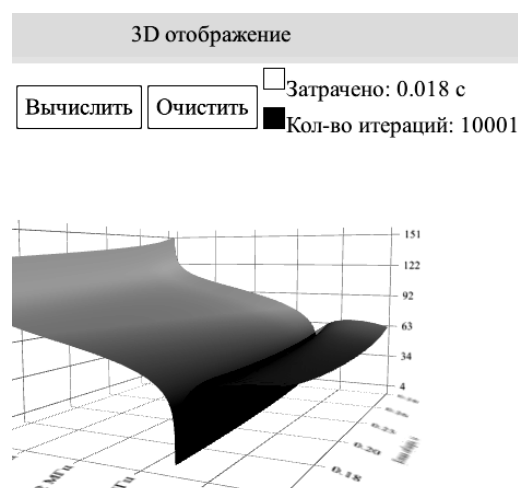


Рис. 1. Счетчик затраченного времени и количество итераций

Корпус		
A	B	D
0.3	0.12	0.3
t		Sigma
0.0015		3.7e+7
dh	dv	
0.02	0.02	

Рис. 2. Раздел «Моделирование»

В выпадающий список «Функция» раздела «Вычисления» добавлены 3 новых вычислительных метода и вариант загрузки входного файла из внешнего источника (рис. 3). Процесс загрузки входных данных из другого файла проходит в несколько этапов. По нажатии на элемент «Выбрать файл» создается стандартное диалоговое окно выбора файла (рис. 4). В модель передаются полный путь до выбранного файла и его расширение. При вычислении ЭЭ с помощью соответствующего метода происходит построчный разбор ASCII файла. Стоит отметить, что загрузка файлов имеет ограничения на формат входных документов (только .txt) и на вид входных строк (значения в строках должны быть разделены символом табуляции).

В раздел «Результат» был добавлен прототип двумерного отображения полученных результатов (рис. 5). В дальнейшем планируется расширить функционал с помощью различных вариантов отображения графика, выбора цветовой палитры, настройки осей, возможности изменения графика в соответствии с изменением точки наблюдения P и т.д. В данный момент пользователю доступна навигация с помощью указателя мыши и масштабирование с помощью ее колеса.

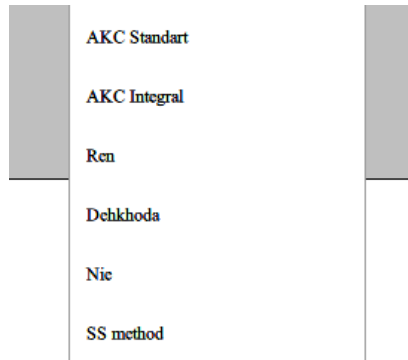


Рис. 3. Список доступных функций вычисления ЭЭ в разделе «Вычисление»

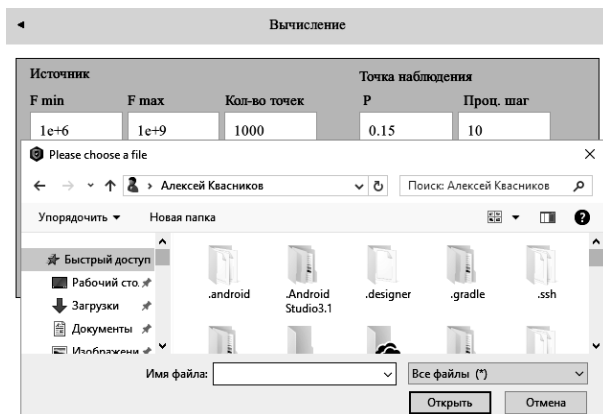


Рис. 4. Диалоговое окно загрузки файла входных данных

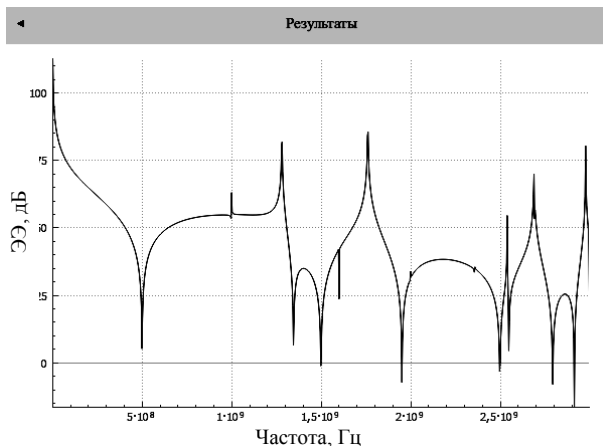


Рис. 5. Прототип функционала двумерного отображения результатов

Вычислительный эксперимент

В ходе работы проведены исследования зависимости быстродействия программы от параметров алгоритма (количество точек наблюдения, количество

во частотных точек) на основе тестовых запусков программы. В табл. 1 приведена сравнительная характеристика методов вычисления ЭЭ программного модуля. Ввиду того, что разработанные методы не являются итерационными, не содержат интегралов и не зависят от параметров точности, трудоемкость алгоритмов является линейной. Она может быть выражена в виде формулы (в общем виде) – количество частотных точек \times количество точек наблюдения. Смоделирован запуск программы при следующих введенных параметрах: количество точек наблюдения – 100, точка наблюдения $P = 0,15$ м, параметры источника: $F_{\min} = 10^6$ Гц, $F_{\max} = 3 \times 10^9$ Гц, кол-во частотных точек – 10000. Параметры корпуса и апертуры – по умолчанию. Размеры корпуса – $0,3 \times 0,12 \times 0,3$ м, размеры апертуры – $0,012 \times 0,012$ м. Далее используем следующие обозначения, алгоритм, основанный на работе [2] – алгоритм Dekkhoda, в работах [3, 4] – Ren и Nie соответственно.

Таблица 1

Вычислительные затраты на анализ ЭЭ корпусом

Алгоритм	Dekkhoda	Ren	Nie
T , мс	12590	11977	11689
Число итераций	1000000	1000000	1000000

Из результатов видно, что значения времени, затраченного на работу алгоритма, отличаются для каждого из методов. Такой результат обусловлен внутренними различиями в структуре кода методов. Для наглядности в качестве варьируемой переменной выбрано количество точек наблюдения. В табл. 2 приведены данные тестирования.

Таблица 2

Время вычислений при изменении количества точек наблюдения, с

Кол-во точек	Dekkhoda	Ren	Nie
10	0,294	0,299	0,525
100	2,76	3,46	5,243
200	8,205	10,124	16,546
1000	30,136	66,793	86,056

На основании результатов тестирования можно сделать вывод, что алгоритм Nie имеет наибольшую трудоемкость, временные затраты которого при установленном количестве точек наблюдения – 1000 могут достигать 86,056 с. На рис. 6–8 представлены графические результаты моделирования реализованных функций вычисления ЭЭ корпусом с несколькими апертурами. С помощью полученных данных можно произвести предварительную оценку ЭЭ корпусом на разных частотах при изменении точки наблюдения.

Для ускорения процесса математических операций использована технология программирования многопоточных приложений OpenMP [9]. В табл. 3 приведены сравнительные результаты затраченного времени на вычисления значений ЭЭ внедренных и уже имеющихся вычислительных алгоритмов программного модуля с и без применения технологии.

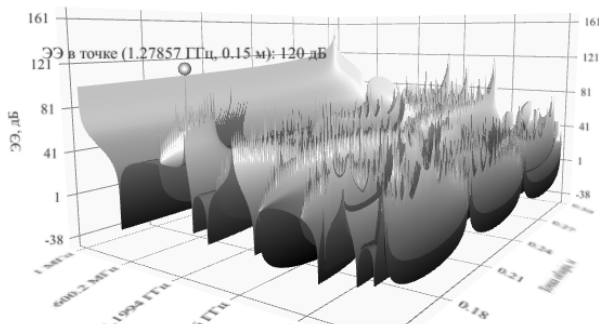


Рис. 6. Результаты моделирования функцией Ren

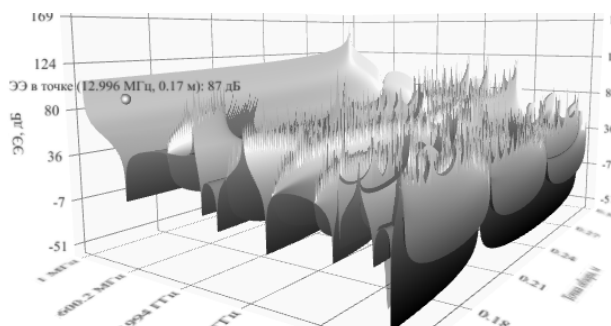


Рис. 7. Результаты моделирования функцией Dekhoda

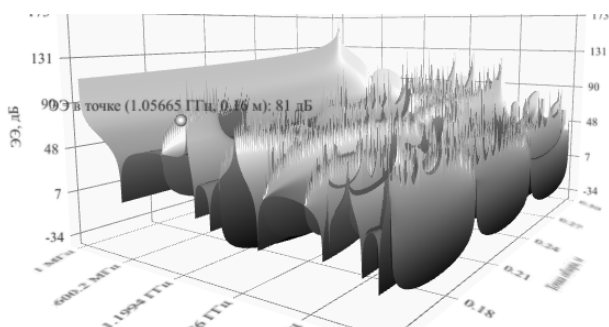


Рис. 8. Результаты моделирования функцией Nie

Таблица 3

Время вычислений без и с OpenMP, с

Алгоритм	Без OpenMP	С OpenMP
Robinson	5,776	8,124
YongShi	3048,745	3117,559
Poad	53,654	22,898
Poad +	93,813	33,581
Poad x	95,639	33,368
AKC	7,805	9,241
AKC int	93,267	37,721
Ren	85,088	87,009
Dekhoda	67,079	79,294
Nie	39,205	41,843

На основе полученных данных можно сделать вывод – применение технологии OpenMP позволяет сократить время на работу алгоритмов с нелинейной трудоемкостью, но может привести к увеличению количества времени в иных случаях ввиду того, что заполнение модели данных полученными значениями должно выполняться в строгом порядке, не предусматривающем распараллеливание.

Заключение

Архитектура программного модуля оценки ЭЭ корпусом, пользовательский интерфейс и функционал усовершенствованы в соответствии с требова-

ниями к продукту. Разработанный функционал позволяет производить расчёт ЭЭ корпусом с несколькими апертурами, а также расчет ЭЭ на основе S-параметров. В модуль встроен функционал подсчета количества итераций и затраченного времени. С помощью разработанного программного средства выполнен вычислительный эксперимент. Так, оценено влияние параметров алгоритма на скорость работы программы.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417X0172.

Литература

1. Комнатнов М.Е. Анализ эффективности экранирования бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата и создание устройств для испытаний на электромагнитную совместимость: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, ТУСУР, 2016. – 216 с.
2. Ren D. A fast calculation approach for the shielding effectiveness of an enclosure with numerous small apertures / D. Ren, P. Du, Y. He et al. // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2016. – Vol. 58, No. 4. – P. 1033–1041.
3. Dekhoda P. An efficient shielding effectiveness calculation (a rectangular enclosure with numerous square apertures) / P. Dekhoda, A. Tavakoli, R. Moini // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2007. – P. 9–13.
4. Nie B.L. An improved circuit method for the prediction of shielding effectiveness of an enclosure with apertures excited by a plane wave / B.L. Nie, P.A. Du, P. Xiao // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2017. – P. 1–8.
5. Квасников А.А. Разработка программного модуля для вычисления эффективности экранирования корпусом с апертурой // Научная сессия ТУСУР–2018: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск, 16–18 мая 2018 г. – Т. 2. – С. 263–266.
6. Сайт инструментария Qt [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.qt.io/>, свободный (дата обращения: 16.07.2018).
7. Shourvarzi M. Shielding effectiveness estimation of a metallic enclosure with an aperture using S-parameter analysis: analytic validation and experiment / A. Shourvarzi, M. Joodaki // IEEE Trans. On Electromagn. Compat. – 2017. – Vol. 59, No. 2. – P. 537–540.1.
8. Qt documentation: Signals and Slots [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://doc.qt.io/qt-5/signalsandslots.html>, свободный (дата обращения: 19.07.2018).
9. OpenMP [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.openmp.org>, свободный (дата обращения: 10.08.2018).

Квасников Алексей Андреевич
 Магистрант каф. ТУ ТУСУРа
 Эл. почта: aleksejkvasnikov@gmail.com

Лежнин Евгений Владимирович
 Аспирант каф. АСУ ТУСУРа
 Эл. почта: zlvlezhnin@gmail.com

Simon Raguin
 Student, EPITECH European Institute of Technology, Paris
 E-mail: simon.raguin@epitech.eu

А.А. Квасников, С.П. Куксенко

Совершенствование алгоритма вычисления матрицы погонных сопротивлений линии передачи

Усовершенствован алгоритм вычисления матрицы погонных сопротивлений линии передачи. Реализован обобщенный алгоритм вычисления матрицы погонных сопротивлений линии передачи. Алгоритм интегрирован в систему TALGAT.

Ключевые слова: линия передачи, матрица погонных сопротивлений, компьютерное моделирование, Qt, TALGAT, C++.

Проблема обеспечения электромагнитной совместимости является актуальной из-за увеличения количества радиоэлектронной аппаратуры, работающей в ограниченном пространстве. Также стоит отметить рост количества исследований, в которых моделируются устройства защиты на связанных линиях, например модальные фильтры, для которых выявлено сильное влияние потерь на амплитуду сигнала на выходе [1]. Однако точная оценка потерь в проводниках в общем случае отрезка многопроводной линии передачи (МПП), описываемая его матрицей \mathbf{R} , остается сложным вопросом. Использование вычислительных ресурсов компьютера для решения подобного рода задач позволяет существенно сократить время, затраченное на решение систем уравнений, выполнение матричных операций и т.д. В работе [2] представлена программная реализация алгоритма вычисления матрицы погонных сопротивлений МПП в системе TALGAT, тем не менее он не учитывает особенности вычислений коэффициентов матрицы \mathbf{R} для разных частотных диапазонов и требует доработки.

Цель данной работы – разработка обобщенного алгоритма вычисления матрицы погонных сопротивлений линии передачи. Для достижения цели требуется решить следующие задачи: разработать алгоритм вычисления матриц погонных сопротивлений для разных частотных диапазонов и выполнить его апробацию на тестовых задачах.

Разработка алгоритма

Как было упомянуто ранее, в работе [2] описана программная реализация алгоритма вычисления матрицы \mathbf{R} для высокочастотного диапазона, основывающаяся на подходе, предложенном в работе [3]. Данная работа посвящена разработке обобщенного алгоритма вычислений матрицы погонных сопротивлений, позволяющего учесть особенности ее вычислений в разных диапазонах частот [4, 5]. Алгоритм включает в себя вычисление границ перехода между диапазонами, вычисление матрицы на постоянном токе, в среднечастотном диапазоне и на высоких частотах.

Для описания алгоритма использованы следующие обозначения: σ – удельная проводимость проводника; μ – магнитная проницаемость проводника; μ_0 – магнитная проницаемость воздуха; ρ – удельное сопротивление проводника; w – ширина

проводника; t – толщина проводника; h – толщина диэлектрика (подложки); g – ширина опорного проводника; k_s, k_r – коэффициенты (1,6 и 0,2) [4].

Алгоритм вычисления границ перехода определяется следующей последовательностью шагов:

1. Ввод параметров материала проводника: σ, μ .
2. Ввод исходных геометрических параметров структуры.
3. Вычисление значения погонного сопротивления сигнального проводника

$$\mathbf{R}_{w0} = \frac{1}{\sigma w t}. \quad (1)$$

4. Вычисление значения погонного сопротивления опорного проводника

$$\mathbf{R}_{g0} = \frac{1}{\sigma g t}. \quad (2)$$

5. Вычисление границы перехода от низкочастотной области к среднечастотной

$$f_0 = \frac{2}{\mu_0} \frac{\mathbf{R}_{w0} \mathbf{R}_{g0}}{\mathbf{R}_{w0} + \mathbf{R}_{g0}}.$$

6. Вычисление границы перехода от среднечастотной области к высокочастотной

$$f_s = \frac{k_s + \frac{10t}{w}}{\pi \mu_0 \sigma t^2} \frac{1 + w/h}{1}.$$

Алгоритм вычисления матрицы \mathbf{R} на постоянном токе определяется следующей последовательностью шагов:

1. Ввод значения удельной проводимости проводников σ .
2. Ввод исходных геометрических параметров структуры.
3. Вычисление значения погонного сопротивления сигнального проводника по формуле (1).
4. Вычисление значения погонного сопротивления опорного проводника по формуле (2).
5. Вычисление сопротивления по постоянному току

$$\mathbf{R}(0) = \mathbf{R}_{w0} + \mathbf{R}_{g0}. \quad (3)$$

Стоит отметить, что данный алгоритм также может быть использован для низкочастотной области. В случае когда количество проводников $N > 2$, диагональные элементы рассчитываются как $\mathbf{R}(0)$, а недиагональные – как \mathbf{R}_{g0} .

Для вычисления матрицы \mathbf{R} в среднечастотном диапазоне используется следующий алгоритм:

1. Ввод параметров материала проводника σ , μ .
2. Ввод исходных геометрических параметров структуры.
3. Ввод частоты.
4. Вычисление значения погонного сопротивления сигнального проводника по формуле (1).
5. Вычисление значения погонного сопротивления заземляющего проводника согласно (2).
6. Вычисление сопротивления по постоянному току микрополосковой линии по формуле (3).
7. Вычисление f_0 .
8. Вычисление f_s .
9. Вычисление значения \mathbf{R} на частоте f_s с помощью алгоритма для высокочастотного диапазона.
10. Вычисление $R(f)$ на заданной частоте

$$\mathbf{R}(f) = \mathbf{R}_0 + \frac{\mathbf{R}_\infty(f_s) \frac{\sqrt{f/f_s} + \sqrt{1+(f/f_s)^2}}{1 + \sqrt{f/f_s}} - \frac{k_r}{1 + w/h} \log(1 + f_s/f)}{-[\mathbf{R}_\infty(f_s) - \mathbf{R}_0]F(f) - \mathbf{R}_0}, \quad (4)$$

где

$$F(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}}. \quad (5)$$

Алгоритм вычисления матрицы погонных сопротивлений МЛП для высокочастотного диапазона выглядит следующим образом:

1. Ввод параметров материала проводника ρ , μ .
2. Ввод частоты.
3. Ввод исходных геометрических параметров структуры.
4. Вычисление значения приращения границ проводника ∂n (по умолчанию используется значение 0,1 от минимального параметра структуры).
5. Вычисление поверхностного сопротивления проводника

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu \rho}.$$

6. Построение геометрической модели поперечного сечения структуры при исходных параметрах.
7. Вычисление исходной матрицы погонных коэффициентов электромагнитной индукции $\mathbf{L1}$.
8. Расширение всех границ опорного проводника на ∂n .
9. Вычисление матрицы индуктивностей $\mathbf{L2}$ для измененной структуры.
10. Вычисление $\Delta \mathbf{L}_{j,k} = \mathbf{L1}_{j,k} - \mathbf{L2}_{j,k}$.
11. Вычисление недиагональных элементов матрицы $\mathbf{R}_{j,k}$

$$\mathbf{R}_{j,k} \Big|_{j \neq k} = \frac{R_s}{\mu_0} \left(\frac{-\Delta \mathbf{L}_{j,k}}{\partial n} \right), \text{ Ом/м.}$$

12. Вычисление диагональных элементов матрицы $\mathbf{R}_{j,j}$ при $j = 1$.

13. Расширение всех границ j -го проводника.

14. Вычисление $\mathbf{L2}_{j,j}$.

15. Вычисление $\Delta \mathbf{L}_{j,j} = \mathbf{L1}_{j,j} - \mathbf{L2}_{j,j}$.

16. Вычисление диагональных элементов матрицы $\mathbf{R}_{j,j}$

$$\mathbf{R}_{j,j} = \frac{R_s}{\mu_0} \left(\frac{-\Delta \mathbf{L}_{j,j}}{\partial n} \right), \text{ Ом/м.}$$

17. Восстановление исходных границ j -го проводника.

18. $j = j + 1$.

19. Повторение пунктов 13–17 для каждого из N диагональных элементов, поочередно расширяя поверхность вычисляемого проводника.

Его реализация в системе TALGAT также имеет свои особенности. Все вычислительные операции получения значений матрицы \mathbf{R} объединены в одну универсальную функцию, чтобы избежать дублирования строчек кода. В общем случае пользователь задает входные параметры алгоритма с помощью кода: размеры структуры, частоту, точность вычислений, параметры отображения результатов. В зависимости от того, было ли задано значение расширения границ проводника, оно устанавливается равным пользовательскому либо высчитывается программно как 0,1 от минимального параметра структуры. В цикле, обходящем все сегменты поперечного сечения, происходит ряд вычислений.

Сначала заполняется матрица кортежей трех элементов (t, w, h) , соответствующих толщине, ширине и высоте расположения проводника. Вычисления вынесены в отдельную функцию, в которой производятся алгебраические операции между минимальными и максимальными элементами по оси Y и X .

В случае соответствия сегмента заземленному элементу вычисляется значение погонного сопротивления опорного проводника $\mathbf{R}_{g0} = \frac{1}{\sigma g t}$ на i -й

итерации. Полученная матрица \mathbf{R} хранится в памяти в виде отдельного массива.

Далее вычисляются значения погонного сопротивления сигнального проводника согласно (1).

Затем вычисляются координаты точек проводников, соответствующих минимуму и максимуму по осям. Вычисление происходит за счет сравнения их текущих значений с минимальными/максимальными значениями предыдущих итераций.

На следующем шаге происходит заполнение внедиагональных элементов матрицы \mathbf{R} . При наличии бесконечной земли значение \mathbf{R}_{g0} вычисляется как $\frac{1}{\sigma S_{\text{общее}}}$. В ином случае значения \mathbf{R}_{g0} берутся из

матрицы, полученной на предыдущем шаге. Значения главной диагонали увеличиваются на соответствующие значения \mathbf{R}_{g0} . Затем происходит вычисление границ перехода от низкой частоты к средней (f_0) и от средней к высокой (f_s).

На последнем этапе вычислений пользовательское значение введенной частоты сравнивается с

несколькими константными (0) и вычисленными (f_s) значениями. При f , равном 0, расчет матрицы \mathbf{R} считается законченным, матрица отправляется на печать. В противном случае, расчет \mathbf{R} происходит по алгоритму Маттея [3]. В случае если $f > f_{s\text{среднее}}$, результат получен. В ином случае вычисляются $F(f)$ по формуле (5). Диагональные элементы пересчитываются согласно (4).

Установленная точность вычислений влияет на количество знаков после запятой. Для вычисления матрицы \mathbf{R} в системе TALGAT необходимо вычислить матрицу CJAY с помощью команды SET «smn» SMN_L conf_ig. Затем вычислить матрицу \mathbf{R} с помощью команды SET «Rm» CALCULATE_R smn conf_ig f. Здесь переменная f определяет значение частоты, на которой необходимо вычисление. При указании $f = 0$ вычисление происходит на постоянном токе. Глобальная переменная «delta_n_for_r» определяет значение приращения границ проводника.

Апробация алгоритма

В результате работы был разработан обобщенный алгоритм. Для его апробации выполнена его программная реализация в системе TALGAT. Для тестирования использованы две структуры. Поперечное сечение первой приведено на рис. 1, а, где $w = h = 2$ мм, $t = 0,5$ мм. Результаты для частоты $f = 10$ ГГц представлены в табл. 1.

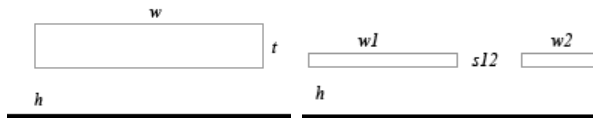


Рис. 1. Примеры одиночной (а) и связанных (б) линий передачи

Из табл. 1 следует, что сегментация слабо влияет на значение \mathbf{R} . Изменение значения Δl существенно только при переходе от 100 к 10. Сравнение

ручного и программного вычислений говорит о том, что программная реализация в системе TALGAT верна.

Выполнено сравнение результатов и для связанных МПЛ. Поперечное сечение представлено на рис. 1, б, где $w_1 = 10$ мм, $w_2 = s_{12} = h = 5$ мм и $t = 1$ мм. Результаты для частоты $f = 10$ ГГц приведены в табл. 2–4. На основании полученных данных также можно сделать вывод, что сегментация и Δl почти не влияют на значения элементов \mathbf{R} . Таким образом, алгоритм, реализованный в системе TALGAT, дает приемлемые результаты вычисления матрицы \mathbf{R} .

Таблица 1
Сравнение ручного и программного вычислений значения R для одиночной МПЛ при различной сегментации, полученное при возмущении проводников на Δl

Δl , мкм	R , Ом/м							
	Ручное вычисление, мкм				Программное вычисление, мкм			
	50	25	12,5	6,25	50	25	12,5	6,25
0,1	9,12403	9,12403	8,91667	9,12403	9,08166	9,08293	9,08344	9,08364
1	9,06182	9,08256	9,06182	9,08256	9,076	9,07727	9,07777	9,07797
10	9,02035	9,02865	9,0245	9,0245	9,02028	9,02151	9,022	9,02219
100	8,55337	8,54715	8,54445	8,54362	8,54131	8,54224	8,54261	8,54276

Таблица 2
Значение R_{11} для связанных МПЛ при различной сегментации, полученное при возмущении проводников на Δl . Сравнение ручного и программного вычислений

Δl , мкм	R_{11} , Ом/м					
	Ручное вычисление, мкм			Программное вычисление, мкм		
	50	25	12,5	50	25	12,5
0,1	2,48837	2,28101	2,48837	2,45833	2,45849	2,45855
1	2,46764	2,4469	2,4469	2,45792	2,45808	2,45814
10	2,45519	2,45312	2,45312	2,45382	2,45398	2,45404
100	2,41642	2,416	2,4158	2,41547	2,41561	2,41566

Таблица 3
Значение R_{22} для связанных МПЛ при различной сегментации, полученное при возмущении проводников на Δl . Сравнение ручного и программного вычислений

Δl , мкм	R_{22} , Ом/м					
	Ручное вычисление, мкм			Программное вычисление, мкм		
	50	25	12,5	50	25	12,5
0,1	3,73256	3,73256	3,73256	3,79811	3,79836	3,79846
1	3,79477	3,79477	3,79477	3,79701	3,79725	3,79735
10	3,78647	3,78855	3,78647	3,78604	3,78628	3,78638
100	3,6859	3,68487	3,68445	3,6838	3,68401	3,68409

Таблица 4
Значение R_{12} , R_{21} для связанных МПЛ при различной сегментации, полученное при возмущении опорного проводника на Δl . Сравнение ручного и программного вычислений

Δl , мкм	R_{12}, R_{21} Ом/м					
	Ручное вычисление, мкм			Программное вычисление, мкм		
	50	25	12,5	50	25	12,5
0,1	0,35252	0,37326	0,37326	0,363796	0,363808	0,363812
1	0,36289	0,36289	0,36496	0,363798	0,36381	0,363814
10	0,36372	0,36392	0,36392	0,36382	0,363832	0,363836
100	0,36403	0,36403	0,36405	0,364027	0,364038	0,364043

Заключение

Таким образом, в ходе работы реализован универсальный алгоритм, позволяющий выполнить расчет матрицы погонных сопротивлений R для разных частотных диапазонов. Алгоритм успешно апробирован и протестирован в системе TALGAT.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417X0172.

Литература

1. Заболоцкий А.М. Новые решения для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, И.Ф. Калимулин. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2016. – 288 с.

2. Мусабаев Р.Р. Программная реализация алгоритма вычисления матрицы погонных сопротивлений многопроводной линии передачи в системе TALGAT / Р.Р. Мусабаев, Е.В. Лежнин, С.П. Куксенко // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск, Россия, 4–5 мая, 2017. – С. 16–18.

3. Matthaei G.L. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines /

G.L. Matthaei, G.C. Chinn // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 1992. – P. 1353–1354.

4. Djordjevic A.R. Closed-form formulas for frequency-dependent resistance and inductance per unit length of microstrip and strip transmission lines / A.R. Djordjevic, T.K. Sarkar // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 1994. – Vol. 42, No. 2. – P. 241–248.

5. Djordjevic A.R. Closed-form formulas for frequency-dependent per-unit-length inductance and resistance of microstrip transmission lines that provide causal response / A.R. Djordjevic, M. Stojilovic, T.K. Sarkar // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2014. – P. 1604–1612.

Квасников Алексей Андреевич

Магистрант каф. ТУ ТУСУРа

Эл. почта: aleksejkvasnikov@gmail.com

Куксенко Сергей Петрович

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ ТУСУРа

Эл. почта: ksergp@tu.tusur.ru

УДК 51–74

Б.С. Мухамбетжанова, Р.Р. Газизов

Локализация максимумов N -норм в шине печатной платы

С помощью N -норм исследована шина печатной платы. Показаны местоположения максимальных значений норм на печатной плате. Выявлены узлы шины, в которых локализованы максимумы сразу двух N -норм.

Ключевые слова: имитационное моделирование, квазистатический анализ, печатная плата, N -нормы.

Современная радиоэлектронная аппаратура (РЭА) имеет тенденции к уменьшению ее внутренних конструкций, повышению плотности их монтажа, а также росту быстродействия протекающих в ней сигналов [1]. По этой причине важно ее имитационное моделирование, так как оно позволяет выявить и устранить ее недостатки еще на стадии проектирования [2].

Это особенно актуально для печатных плат (ПП), поскольку их проводники в общем случае расположены произвольно. В этой связи важны выявление и локализация экстремумов сигналов, так как их результаты могут быть полезны для определения мест возможных паразитных взаимовлияний и излучений, чтобы принять необходимые меры по их устранению [3].

Существует несколько подходов к моделированию РЭА [4]. Наиболее точным является электродинамический анализ. Однако он требует значительных вычислительных затрат. Есть схемотехнический анализ, но точность его вычисления не всегда приемлема с ростом частоты сигналов. Поэтому часто используют квазистатический анализ.

Разработаны методика и алгоритмы выявления и локализации экстремумов сигнала [5], реализованные в системе компьютерного моделирования TALGAT [6], и выполнен ряд исследований с использованием реализованной функциональности. Недавно в этой системе появилась новая возможность вычисления из временного отклика, специальных N -норм, используемых для определения возможности выхода из строя электронных компонентов [7] (N_2 – дуговой пробой, N_3 – пробой диэлектрика, N_4 – повреждение оборудования, N_5 – выгорание компонента). Разработанные методика и алгоритм [5] основаны на вычислении N_1 (максимума сигнала), такое моделирование выполнено в большом объеме, но исследования с использованием остальных норм не выполнялись.

Цель работы – локализовать максимумы N -норм для активного проводника шины ПП.

Для исследования взята шина ПП из работы [8]. Принципиальная схема шины показана на рис. 1. Рассмотрено три случая разных длительностей воздействия в форме трапеции (3 нс; 300 и 159,3 пс) (рис. 2). Выбор именно таких параметров воздейст-

вия основан на необходимости рассмотрения как полезных, так и помеховых сигналов. Самой малой взята специфическая длительность, полученная при использовании оптимизации генетическим алгоритмом по критерию максимизации пикового напряжения в этой же шине [9].

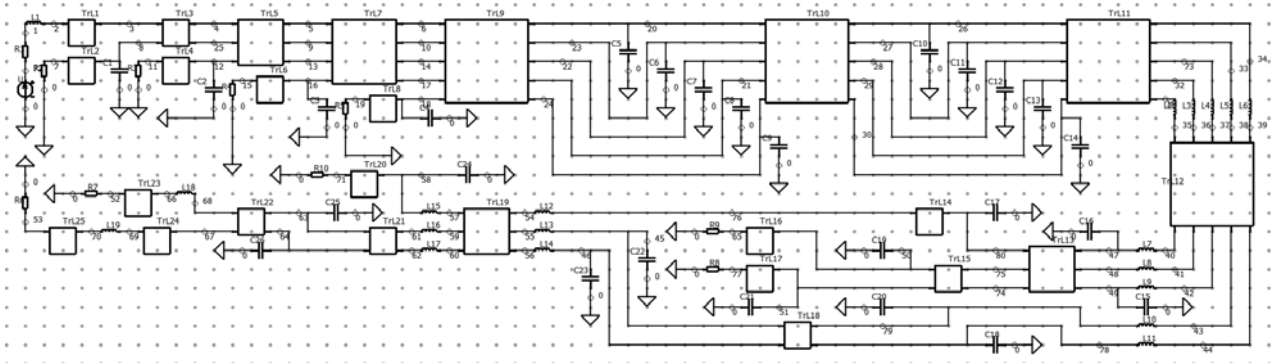


Рис. 1. Принципиальная схема шины ПП

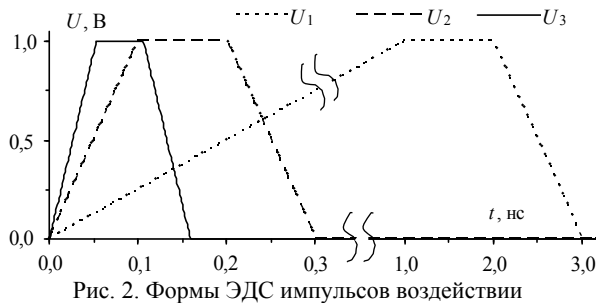


Рис. 2. Формы ЭДС импульсов воздействия

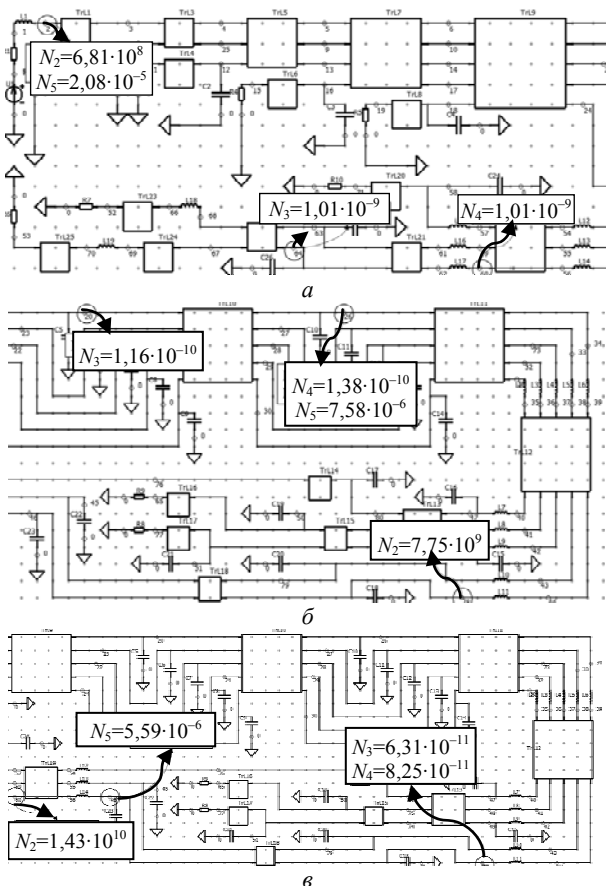


Рис. 3. Локализация максимумов N -норм при общей длительности воздействия 3 нс (а), 300 нс (б) и 159,3 пс (в)

Для каждого случая вычислены значения N -норм в каждом узле (соединении отрезков линий передачи) в активном проводнике. В данной шине у первого (активного) проводника имеется 19 узлов.

На рис. 3 показаны фрагмент шины ПП, а также максимальные значения норм и их местоположения.

В первом (активном) проводнике при общей длительности 3 нс, $\max(N_2) = 6,81 \cdot 10^8$, с локализацией в узле 2, $\max(N_3) = 1,01 \cdot 10^{-9}$, с локализацией в узле 64, $\max(N_4) = 1,01 \cdot 10^{-9}$, с локализацией в узле 60, $\max(N_5) = 2,08 \cdot 10^{-5}$, с локализацией в узле 2 (рис. 3, а).

В первом (активном) проводнике при общей длительности 300 пс, $\max(N_2) = 7,75 \cdot 10^9$, с локализацией в узле 78, $\max(N_3) = 1,16 \cdot 10^{-10}$, с локализацией в узле 20, $\max(N_4) = 1,38 \cdot 10^{-10}$, $\max(N_5) = 7,58 \cdot 10^{-6}$. Нормы 4 и 5 локализованы в узле 26.

В активном проводнике при общей длительности 159,3 пс, $\max(N_2) = 1,43 \cdot 10^{10}$, с локализацией в узле 60, $\max(N_3) = 6,31 \cdot 10^{-11}$, $\max(N_4) = 8,25 \cdot 10^{-11}$, $\max(N_5) = 5,59 \cdot 10^{-6}$, с локализацией в узле 46. Нормы 3 и 4 локализованы в узле 78.

Таким образом, на основании выполненного моделирования можно выделить узлы 2, 26 и 78 в активном проводнике с самыми слабыми пределами восприимчивости в шине ПП при заданных воздействиях.

Заключение

Из результатов работы видно, что при использовании разных длительностей воздействия (3 и 300 нс; 159,3 пс), максимальные значения норм изменяются. В частности, наибольшие значения норм получены при использовании общей длительности воздействия, равной 159,3 пс. Следовательно, при такой длительности воздействия возникновение проблемы в этой шине наиболее вероятно.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417X0172.

Литература

1. Khan Z.A. A novel transmission line structure for high-speed high-density copper interconnects // IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Tech. – June 09, 2016. – Vol. 6. – P. 1077–1086.
2. Roy S. Efficient modeling of power/ground planes using delay-extraction-based transmission lines / S. Roy,

A. Dounavis // IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – April 21, 2011. – Vol. 1. – P. 761–771.

3. Tan X. Time-domain analysis of noise coupling between package and PCB power/ground planes based on WLP-FDTD / X. Tan, X.C. Li, J. Mao // IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – January 10, 2017. – Vol. 7. – P. 269–275.

4. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий: дис. ... д-ра техн. наук. – Томск, 2010. – 357 с.

5. Газизов Р.Р. Методика и алгоритмы для выявления и локализации экстремумов сигнала в многопроводных линиях передачи // Системы управления, связи и безопасности. – 2017. – № 4. – С. 1–14. – Режим доступа: <http://sccs.intelgr.com/archive/2017-04/01-Gazizov.pdf>

6. Kuksenko S.P. New developments for improved simulation of interconnects based on method of moments / S.P. Kuksenko, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky et al. // Proc. of the 2015 Int. Conf. on Modelling, Simulation and Applied Mathematics (MSAM2015). – August 23–24, 2015, Phuket, Thailand. – P. 293–301.

7. Baum C. Norms and Eigenvector norms // Mathematics Notes. – 1979. – Vol. 63.

8. Gazizov R.R. Use of evolution strategy in identifying the worst case effects of ultrashort pulse propagation in PCB bus of spacecraft autonomous navigation system / R.R. Gazizov, R.R. Gazizov, T.R. Gazizov // 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). – Moscow, Russia, 2018. – P. 1–4.

9. Gazizov R.R., Zabolotsky A.M., Gazizov T.T., Belousov A.O. Influence of ultrashort pulse duration on its peak values localization in PCB of spacecraft autonomous navigation system // 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. (Erlagol, Altai. 30 June–4 July). – Erlagol, 2017. – P. 69–74.

Мухамбетжанова Бекзат Сейлхановна

Магистрант каф. ТУ ТУСУРА

Эл. почта: mukhambetjanova.95@gmail.com

Газизов Руслан Рифатович

Аспирант каф. ТУ ТУСУРА

Эл. почта: ruslangazizov@gmail.com

УДК 621.396.41

И.И. Николаев, М.Е. Комнатнов

Сравнительный анализ влияния поперечного сечения силовой шины электропитания на её погонные параметры

Выполнено вычисление волнового сопротивления, погонных индуктивности и ёмкости для различных форм поперечного сечения силовой шины электропитания по аналитическим и алгоритмическим моделям. Представлено сравнение значений, полученных аналитическим и численным моделированием.

Ключевые слова: силовая шина электропитания, аналитическое и численное моделирование, погонные параметры.

Силовые шины электропитания (СШЭП) используются для передачи высоких мощностей на расстоянии. Одним из важных параметров при проектировании подобных СШЭП (рис. 1) является её погонная индуктивность, имеющая две составляющие. Внутренняя индуктивность зависит от частоты (эффект близости, скин-эффект). Внешняя индуктивность определяется геометрией поперечного сечения двух проводников и не зависит от частоты.

На высоких частотах ток концентрируется вблизи поверхности проводника (проявляется скин-эффект), при этом внутренняя индуктивность уменьшается. По этой причине во многих СШЭП учитывают только внешнюю индуктивность. Однако на низких частотах внутренняя индуктивность может оказаться существенной частью общей индуктивности [1].

В работе [2] созданы модели и выполнен квазистатический анализ различных форм поперечного сечения СШЭП. Вычислены погонные индуктивность L и ёмкость C при изменении ширины w и высоты t проводников с сохранением площади поперечного сечения $S = 50 \text{ мм}^2$. Показано, что увеличе-

ние значения w/t приводит к уменьшению L и увеличению C , а следовательно, и уменьшению волнового сопротивления. Минимизация L достигалась за счёт увеличения значения w/t , что приводит к положительному эффекту, но и к отрицательным эффектам: увеличению массы, габаритов и цены СШЭП. Таким образом, особое влияние на погонные параметры СШЭП оказывает форма её поперечного сечения.

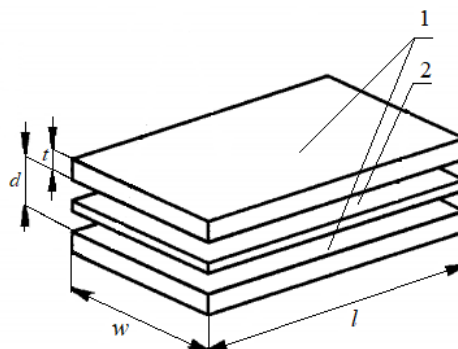


Рис. 1. Внешний вид СШЭП: 1 – проводящие пластины, 2 – изолятор; l – длина; w – ширина; t – толщина; d – расстояние между пластинами

Целью данной работы является вычисление погонных индуктивности и ёмкости, а также волнового сопротивления при помощи аналитического и численного моделирования для проверки вычислений работы [3], а именно сравнения вычислений тремя разными подходами.

Аналитическое и двумерное численное моделирование

Выбраны три конфигурации поперечного сечения СШЭП: несимметричная, симметричная и коаксиальная. Вычисления выполнялись по формулам из работы [1].

Для несимметричной СШЭП (рис. 2) выполнены вычисления L и C (рис. 3) при изменении параметров w (от 100 до 10 мм) и t (от 0,5 до 5 мм) с сохранением площади поперечного сечения $S = 50 \text{ мм}^2$.

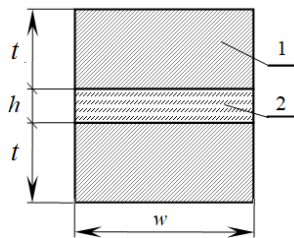


Рис. 2. Поперечное сечение несимметричной СШЭП

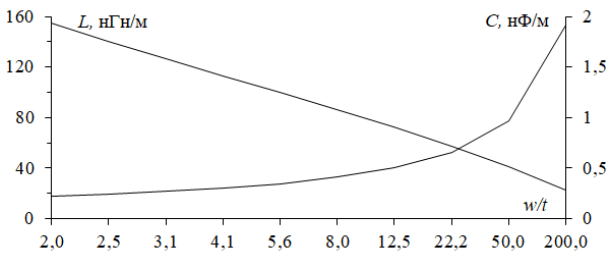


Рис. 3. Значения L и C при изменении w/t для несимметричной СШЭП

Из рис. 3 видно, что при увеличении w/t от 2 до 200 значение L уменьшилось с 154,9 до 22,3 нГн/м, а значение C увеличилось с 219,7 до 1914 пФ/м.

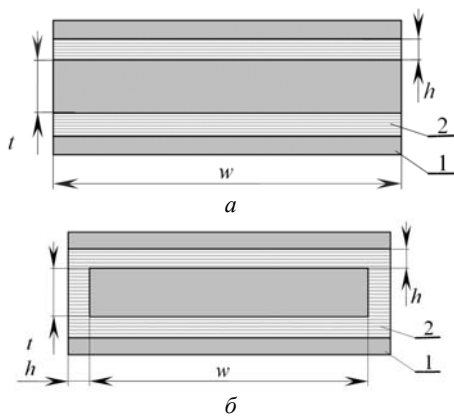


Рис. 4. Поперечное сечение симметричной СШЭП: a – без диэлектрика по краям; b – с диэлектриком по краям

Для симметричной СШЭП (рис. 4) выполнены вычисления L и C (рис. 5) при изменении ширины w

внутреннего проводника (от 100 до 10 мм) и t (от 0,5 до 5 мм) с сохранением площади поперечного сечения $S = 50 \text{ мм}^2$. Вычисления выполнялись по формулам из работы [4].

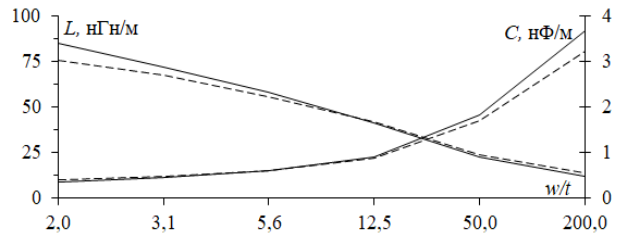


Рис. 5. Значения L и C при изменении w/t для моделей на рис. 4: a – (—); b – (---)

Из рис. 5 видно, что увеличение w/t от 2 до 200 для варианта с диэлектриком по краям приводит к уменьшению L с 85 до 12 нГн/м и увеличению C от 360 до 3682 пФ/м. Для варианта без диэлектрика по краям увеличение w/t приводит к уменьшению L с 76 до 14 нГн/м и увеличению C от 400 до 3224 пФ/м.

Для коаксиальной линии передачи (рис. 6) выполнены вычисления L , C и волнового сопротивления Z . Вычисления выполнялись по формулам из работы [5].

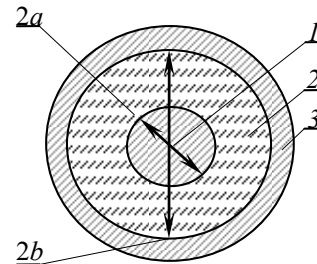


Рис. 6. Поперечное сечение коаксиальной линии передачи: 1 – внутренний проводник, 2 – диэлектрик, 3 – внешний проводник

Исходные данные для аналитической модели: $a = 3,99 \text{ мм}$, $b = 5,99 \text{ мм}$, $\epsilon_r = 4,3$. Выполнены вычисления и получены следующие значения: $L = 81,2 \text{ нГн/м}$, $C = 588,5 \text{ пФ/м}$, $Z = 11,74 \text{ Ом}$.

Таким образом, в результате увеличения w/t значение Z для несимметричной СШЭП уменьшилось с 26,55 до 3,41 Ом, для симметричной СШЭП без диэлектрика по краям уменьшилось с 15,4 до 1,8 Ом, а с диэлектриком по краям уменьшилось с 13,8 до 2 Ом (рис. 6).

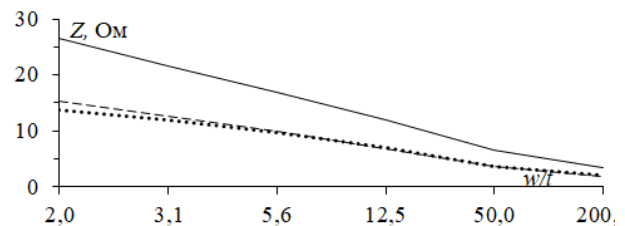


Рис. 7. Значения Z при изменении w/t для СШЭП: несимметричной (—), симметричной без диэлектрика по краям (---), симметричной с диэлектриком по краям (···)

В табл. 1 выполнено сравнение погонных параметров, полученных аналитическим и численным двумерным моделированием в системе TALGAT, модуле MOM_2D при минимальном и максимальном значениях w/t .

Таблица 1
Сравнение параметров при разных формах поперечного сечения СШЭП

Поперечное сечение	Параметры моделирования	C , пФ/м		L , нГн/м		Z , Ом	
		2	200	2	200	2	200
	w/t	2	200	2	200	2	200
	Численное моделирование	398,1	3419,2	87,7	13,9	15,5	2,1
	Аналитическое моделирование	400	3224	76	14	13,8	2
	σ , %	0,2	2,9	7	0,3	8	2,4
	w/t	2	200	2	200	2	200
	Численное моделирование	219	1938	153	23,3	26,4	3,5
	Аналитическое моделирование	219,7	1914	154,9	22,31	26,6	3,4
	σ , %	0,16	0,6	0,6	2	0,4	1
	w/t	2	200	2	200	2	200
	Численное моделирование	410	3823	95,07	12,33	15,2	1,7
	Аналитическое моделирование	390	3682	85	12	15,4	1,8
	σ , %	2,5	1,9	5,6	1,4	0,5	4
	Численное моделирование	545,6		82,9		12,3	
	Аналитическое моделирование	588,5		81,2		11,74	
	σ , %	3,8		1		2,3	

Из табл. 1 видно, что при увеличении w/t значительно уменьшаются значения L и Z и увеличивается C , что является положительным результатом при проектировании СШЭП. При сравнении результатов вычислений видно, что относительная погрешность составила не более 8%.

Двумерное и трёхмерное численное моделирование

Созданы трёхмерные модели длиной один метр и выполнено моделирование СШЭП (рис. 8). При моделировании использовался модуль MOM_3D ПО TALGAT 2017.

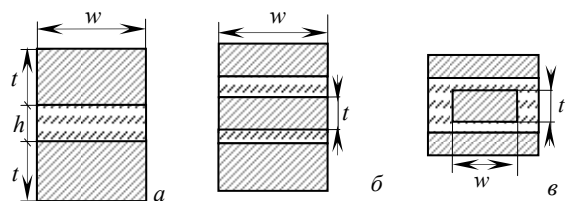


Рис. 8. Поперечные сечения СШЭП

Для всех моделей вычислена погонная ёмкость C (пФ/м), при изменении параметров w (от 100 до 10 мм) и t (от 0,5 до 5 мм) с сохранением площади поперечного сечения $S = 50 \text{ мм}^2$. На рис. 9 представлено сравнение зависимостей C от w/t . Видно, что увеличение w/t приводит к увеличению значения C с 219 до 3812,6 пФ/м.

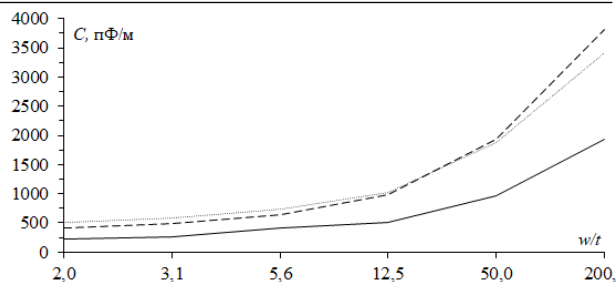


Рис. 9. Зависимость погонной ёмкости (C , пФ/м) от w/t для рис. 8: a — (—); b — (---); c — (···)

Таблица 2
Сравнение погонной ёмкости при разных формах поперечного сечения СШЭП

Поперечное сечение	w/t	MOM_2D	MOM_3D	σ , %
	2	219	219,5	0,1
	200	1938	1926,3	0,3
	2	410	404,9	0,6
	200	3823	3812,6	0,13
	2	398,1	400,8	0,33
	200	3419,2	3425,3	0,1

В табл. 2 представлено сравнение погонной ёмкости, полученной тремя подходами при минимальном и максимальном значениях w/t . При численном моделировании использовались модули MOM_2D и MOM_3D ПО TALGAT 2017. Видно, что при увеличении w/t значительно увеличивается C .

Вычислено относительное отклонение MOM_3D относительно MOM_2D. Оно не превышает 0,6%.

Заключение

Выполнено вычисление погонных параметров СШЭП для разных форм поперечного сечения различными подходами. Представлены результаты вычисления погонных параметров и их зависимостей от отношения толщины и ширины. При сравнении с аналитическим моделированием погрешность составила не более 8% (тк как это приблизительные вычисления, погрешность считается нормальной), при сравнении погонных ёмкостей MOM_2D и MOM_3D, погрешность составила не более 0,6%.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417X0172.

Литература

1. Dorneles A.C. Bus bar design for high-power / A.C. Dorneles, J. Guo // IEEE Transactions On Power Electronics. – 2018. – P. 2354–2367.
2. Ternov S.A. Influence of the cross-section form of the power bus bar on its parameters / S.A. Ternov, A.V. Demakov // NWENT. – 2018. – P. 1–4.

3. Комнатнов М.Е. Полосковая линия для оценки устойчивости радиоэлектронных средств к воздействию электромагнитного излучения в диапазоне частот до 3 ГГц / М.Е. Комнатнов, С.А. Тернов // Технологии электромагнитной совместимости. – 2017. – № 3(62). – С. 44–59.

4. Фельдштейн А.Л. Проектирование полосковых устройств СВЧ: учеб. пособие. – 2001. – С. 1–129.

5. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://sci.sernam.ru/book_svf.php?id=1 (дата обращения: 16.05.2018).

Николаев Илья Игоревич

Магистрант, инж. НИЛ «БЭМС РЭС» ТУСУРа

Эл. почта: ukitaki369@gmail.com

Комнатнов Максим Евгеньевич

Ст. науч. сотр. НИЛ «БЭМС РЭС» ТУСУРа

Эл. почта: maxmek@mail.ru

УДК 621.37

К.П. Малыгин, А.В. Козин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев

Однокритериальная оптимизация защитных меандровых линий генетическим алгоритмом

Рассмотрена однокритериальная оптимизация простым генетическим алгоритмом параметров меандровой микрополосковой линии (МПЛ) и линии с лицевой связью. Сформулирована однокритериальная целевая функция, обеспечивающая равенство среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод (Z) сопротивлению 50 Ом. При оптимизации меандровой МПЛ выявлено, что при увеличении числа поколений сходимость значений Z улучшается, а сходимость параметров w и s не наступает. При оптимизации параметров меандровой линии с лицевой связью выявлено аналогичное улучшение сходимости значений Z при увеличении количества поколений, однако при этом сходимость значений w и h также улучшаются. Дополнительно сформулирована многокритериальная целевая функция для дальнейших исследований.

Ключевые слова: меандровая линия, параметрическая оптимизация, генетический алгоритм, сверхкороткий импульс.

Сегодня радиоэлектронная аппаратура (РЭА) активно используется практически во всех отраслях: военная, атомная, транспортная, космическая и т.д. Одним из важнейших требований, предъявляемых к РЭА в этих сферах, является ее бесперебойная работа. Наряду с этим неуклонно растёт темп развития РЭА: уменьшаются массогабаритные показатели (увеличивается плотность трассировки печатных плат) и рабочие напряжения, а также увеличиваются рабочие частоты.

Таким образом, развитие РЭА приводит к росту чувствительности ее компонентов к различным электромагнитным воздействиям (ЭМВ), которые могут быть как природными (электростатический разряд, проявление молниевое разряда), так и преднамеренными (ПД ЭМВ) [1]. Опасными для РЭА представляются импульсы наносекундного и субнаносекундного диапазонов [2].

Наиболее известными средствами защиты от таких сверхкоротких импульсов (СКИ) являются ограничители помех, электромагнитные экраны, различные фильтры, устройства развязки и газоразрядные устройства. Однако эти устройства имеют недостатки [3]: малая мощность, недостаточное быстродействие, а также паразитные параметры. Все это затрудняет бесперебойную работу РЭА. В этой связи примечателен подход к защите РЭА, основанный на использовании искажений в простых печат-

ных структурах – витках меандровых линий задержки [4–6]. Достоинством предложенного подхода является то, что его реализация может не требовать устройства защиты как такового. Вместо него могут быть использованы уже имеющиеся на печатной плате меандровые линии. Подход основан на разложении СКИ в одном витке меандровой линии на последовательность импульсов меньшей амплитуды за счет обеспечения простых условий оптимизацией параметров линии.

Однако остаются не исследованными более сложные структуры меандровых линий для защиты от СКИ (многокаскадные и многослойные), у которых можно оптимизировать много параметров. В таком случае оптимизация эвристическим поиском потребует много времени и не даст наилучшего результата. В этой связи необходимо использовать методы глобальной оптимизации, среди которых примечательны генетические алгоритмы (ГА), поскольку они довольно просты в использовании и имеются в системе TALGAT [7]. Задача оптимизации обычно представляется в виде минимизации или максимизации целевой функции, состоящей из одного (однокритериальная оптимизация) или нескольких критериев (многокритериальная оптимизация). Сначала целесообразно отработать методологию однокритериальной оптимизации на примере простых структур.

Цель работы – выполнить однокритериальную оптимизацию генетическими алгоритмами параметров меандровой микрополосковой линии (МПЛ) и линии с лицевой связью. Для ее достижения необходимо решить следующие задачи: построить геометрические модели этих линий; сформулировать целевую функцию; выполнить оптимизацию посредством ГА и проанализировать полученные данные.

Исходные данные для оптимизации

Поперечные сечения витка меандровой МПЛ и линии с лицевой связью представлены на рис. 1. Линии состоят из двух параллельных проводников, соединенных между собой на дальнем конце. Первый из проводников на ближнем конце линии соединен с источником импульсных сигналов с внутренним сопротивлением, а второй – с приемным устройством. Важным является согласование линии с трактом, в который она включена (50 Ом). В этой связи известно условие согласования двух связанных линий с сопротивлениями R на их концах. Оно определяется как среднее геометрическое волновых сопротивлений четной (Z_e) и нечетной (Z_o) мод линии

$$Z = (Z_e Z_o)^{0,5} = R. \quad (1)$$

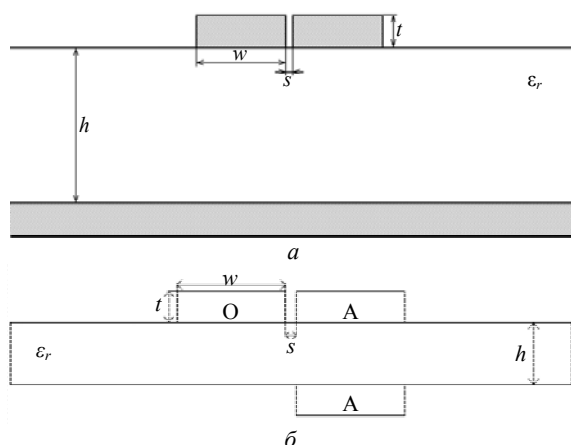


Рис. 1. Поперечные сечения меандровой МПЛ (а) и линии с лицевой связью (б)

Тогда задача оптимизации параметров поперечного сечения меандровой МПЛ и линии с лицевой связью представляется как

$$Z = f(x, b) \rightarrow 50 \text{ Ом}, \quad (2)$$

где x – ширина проводников w в случае меандровой МПЛ и линии с лицевой связью; b – расстояние между проводниками s в случае меандровой МПЛ или толщина диэлектрической подложки h в случае меандровой линии с лицевой связью. Диапазоны поиска параметров: $50 \leq w \leq 400$ мкм; $1 \leq s \leq 400$ мкм; $50 \leq h \leq 400$ мкм.

Неизменяемые параметры меандровой МПЛ: толщина проводников $t = 35$ мкм, толщина диэлектрической подложки $h = 500$ мкм, длина линии $l = 45$ мм, диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_r = 4,5$. Неизменяемые параметры меандровой линии с лицевой связью: $t = 35$; 200 мкм, $l = 45$ мм; $\epsilon_r = 4,5$.

Результаты для меандровой МПЛ

Простой ГА запускался по 5 раз с числом особей в популяции 30 при количестве поколений 10, 20, 40 и 80. Результаты работы ГА представлены в табл. 1–4, показывающих улучшение сходимости значения Z к 50 Ом при увеличении количества поколений до 80. Так, для 10 поколений достигается отклонение 5,3%, для 20 – 3,1%, для 40 – 0,7%, а для 80 – 0,3%. Что касается значений w и s , то они сильно различаются для запусков 1–5 при увеличении поколений от 10 до 80. Максимальное отклонение достигает 200%. Это объясняется тем, что в структуре меандровой МПЛ имеется много наборов параметров w и s , обеспечивающих равенство $(Z_e Z_o)^{0,5} = 50$ Ом, так как сходимости полученных значений Z при увеличении числа поколений улучшается (рис. 2). Полученные значения w и s показаны на рис. 3, из которого также видно, что с ростом числа поколений до 80 сходимость значений w и s не улучшается.

Таблица 1

Результаты работы ГА для 30 особей и 10 поколений

Запуск	Z , Ом	t , с	w , мкм	s , мкм
1	52,2948	68,204	233,275	8,76265
2	50,4177	71,119	250,381	8,22687
3	50,7484	70,367	366,455	14,6257
4	49,6649	70,435	375,748	13,7368
5	49,8772	70,51	306,175	10,1934

Таблица 2

Результаты работы ГА для 30 особей и 20 поколений

Запуск	Z , Ом	t , с	w , мкм	s , мкм
1	50,0223	134,589	194,059	6,09595
2	49,8508	137,128	262,649	8,3182
3	49,7408	142,776	383,001	14,2909
4	51,19	152,581	235,508	8,15381
5	49,6485	150,704	199,704	6,10813

Таблица 3

Результаты работы ГА для 30 особей и 40 поколений

Запуск	Z , Ом	t , с	w , мкм	s , мкм
1	49,934	269,562	149,422	4,85393
2	49,5891	307,628	395,391	14,9241
3	49,9535	318,334	309,946	10,4309
4	49,822	343,409	257,885	8,12946
5	49,8101	350,245	235,23	7,31971

Таблица 4

Результаты работы ГА для 30 особей и 80 поколений

Запуск	Z , Ом	t , с	w , мкм	s , мкм
1	50,0231	533,891	214,407	6,72305
2	50,0118	537,763	371,481	13,9195
3	50,1776	581,344	167,868	5,42623
4	50,0124	587,742	398,179	15,9956
5	50,064	710,302	392,085	15,612

Дополнительно оценено время оптимизации. Общее время вычисления при количестве поколений 10, 20, 40 и 80 при запусках 1–5 отражено на рис. 4. Максимальное время вычисления для 10 поколений составило 1,2 мин, а для 80 – 11,8 мин.

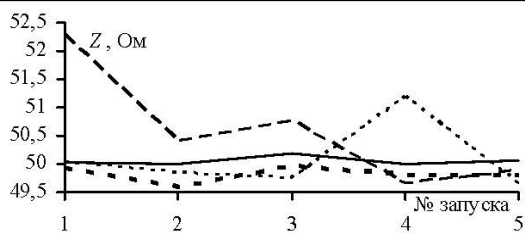


Рис. 2. Полученные значения Z для 10 (---), 20 (- · -), 40 (- - -) и 80 (—) поколений

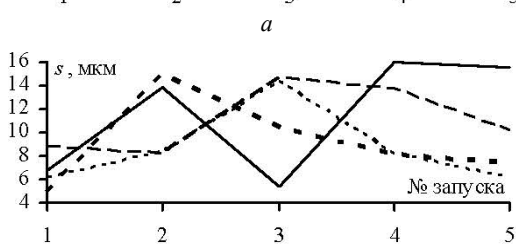
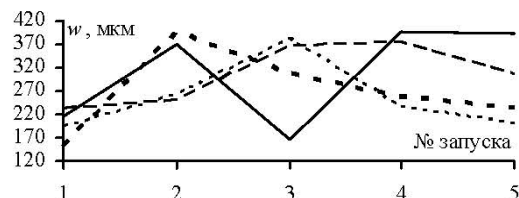


Рис. 3. Полученные значения w (а) и s (б) для 10 (---), 20 (- · -), 40 (- - -) и 80 (—) поколений

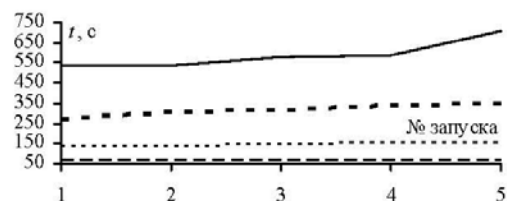


Рис. 4. Время оптимизации для 10 (---), 20 (- · -), 40 (- - -) и 80 (—) поколений

Результаты для линии с лицевой связью

Результаты аналогичных запусков ГА представлены в табл. 5–8. Видно увеличение сходимости значения Z к 50 Ом с ростом числа поколений до 80: отклонение уменьшается от 5,9 до 1,1% (рис. 5).

Таблица 5
Результаты работы ГА для 30 особей и 10 поколений

Запуск	Z , Ом	t , с	w , мкм	h , мкм
1	53,1958	402,109	397,693	56,7506
2	53,026	337,284	376,506	52,2204
3	54,4799	358,661	373,671	55,2125
4	55,3866	363,353	372,789	57,6745
5	56,158	343,548	346,188	54,3152

Таблица 6
Результаты работы ГА для 30 особей и 20 поколений

Запуск	Z , Ом	t , с	w , мкм	h , мкм
1	55,235	725,542	380,966	59,1272
2	53,2948	776,653	398,12	57,1084
3	53,1163	709,085	366,37	50,4005
4	52,4522	816,072	386,323	52,4674
5	53,5311	774,791	366,178	51,4633

Таблица 7
Результаты работы ГА для 30 особей и 40 поколений

Запуск	Z , Ом	t , с	w , мкм	h , мкм
1	51,5735	1633,91	398,622	52,2431
2	53,3632	1516	377,911	53,2418
3	52,4491	1795,05	397,549	54,5556
4	51,1771	1401,46	399,631	51,2924
5	51,1248	1777,24	397,052	50,8064

Таблица 8
Результаты работы ГА для 30 особей и 80 поколений

Запуск	Z , Ом	t , с	w , мкм	h , мкм
1	51,4555	3437,66	390,381	50,3311
2	51,7427	3213,16	386,445	50,5661
3	51,5296	3971,44	387,054	50,0801
4	51,2835	3674,16	398,083	51,3725
5	51,8625	3569,29	396,149	52,7077

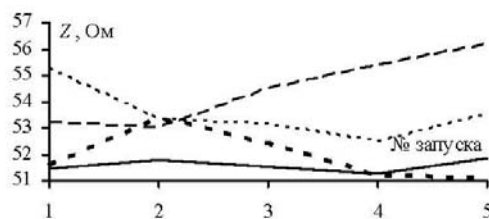


Рис. 5. Полученные значения Z для 10 (---), 20 (- · -), 40 (- - -) и 80 (—) поколений

Общее время вычисления при количестве поколений 10, 20, 40 и 80 при запусках 1–5 отражено на рис. 6. Максимальное время вычисления для 10 поколений составило 6,7 мин, для 80 – 66,2 мин.

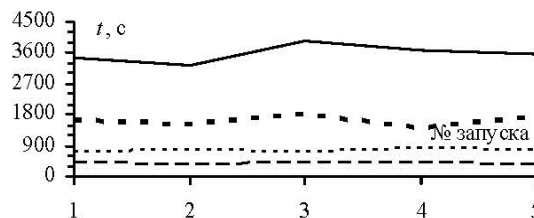


Рис. 6. Время вычисления для 10 (---), 20 (- · -), 40 (- - -) и 80 (—) поколений

Что касается полученных значений w и h , то, как видно из табл. 5–8, они отличаются все меньше и меньше для запусков 1–5 при увеличении поколений от 10 до 80, варьируясь от 386,4 до 398,1 и от 50,1 до 52,7, с отклонениями 3,03 и 5,19% соответственно.

Полученные значения на w и h показаны на рис. 7, из которого хорошо видно, что при увеличении поколений до 80 сходимость значений w и h улучшается.

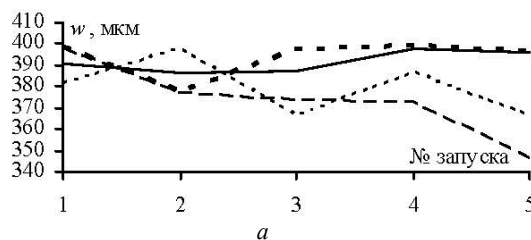


Рис. 7 (начало)

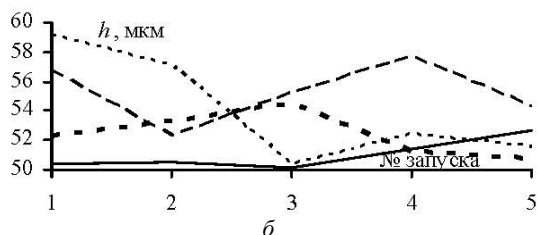


Рис. 7 (окончание). Полученные значения w (a) и h (b) для 10 (---), 20 (- -), 40 (- ·) и 80 (—) поколений

Многокритериальная целевая функция

При формулировке многокритериальной целевой функции (F) необходимо привести отдельные критерии к одной задаче минимизации или максимизации. Выполним это, следуя работе [8]. Для определенности далее будем рассматривать минимизацию суммы:

$$F = \sum_i F_i, \tag{3}$$

где

$$F_i = M_i \frac{f_i}{K_i}, \tag{4}$$

где для i -го критерия f_i – целевая функция; K_i – нормировочный коэффициент; M_i – весовой коэффициент; $i = 1, 2, \dots, N_C$, где N_C – число критериев оптимизации. Нормировочные коэффициенты K_i выбирают равными максимально возможному значению i -й целевой функции так, чтобы величина f_i/K_i стала безразмерной и принимала значения от 0 до 1 в ходе оптимизации.

Весовыми коэффициентами M_i задается значимость i -го критерия. Если критерии равнозначны для пользователя, то эти коэффициенты одинаковы и могут задаваться единицами или как

$$M_i = \frac{1}{N_C}. \tag{5}$$

Как отмечалось ранее, одним из важных критериев при оптимизации меандровой линии является критерий согласования. Перейдем к его формулировке. Так как приведение всех критериев целевой функции сводится к задаче минимизации, то выражения для f_i и K_i сформулированы как:

$$f_1 = 50 - Z, K_1 = Z_{\max}, \tag{6}$$

где Z_{\max} – максимально возможное значение среднего геометрического волновых сопротивлений четной и нечетной мод исследуемой линии. Z_{\max} получено (178,374 Ом) в результате моделирования для крайних значений параметров w и h ($50 \leq w \leq 400$ мкм, $50 \leq h \leq 400$ мкм).

Вторым не менее важным критерием оптимизации является амплитудный. Для защиты от СКИ актуален анализ формы сигнала $U(t)$ на выходе меандровой линии. Если опасность представляет максимальный уровень сигнала $U(t)$ на выходе меандровой линии, можно сформулировать выражения для f_i и K_i как:

$$f_2 = \max|U(t)|, K_2 = \max|E(t)|, \tag{7}$$

где $E(t)$ – ЭДС источника.

Последним критерием является стоимостный. Известно, что стоимость печатной платы зачастую определяется её площадью. Поэтому данный критерий может быть получен с помощью простой формулы площади

$$S = a \cdot b, \tag{8}$$

где $a = l + 6w$ – длина платы, $b = 8w + s$ – ширина платы (с учетом отступа $3w$ по краям платы). Так как известна максимально возможная площадь (S_{\max}) исследуемого устройства (из диапазона параметров, участвующих в оптимизации: $w = 400$ мкм в случае меандровой МПЛ и линии с лицевой связью, $s = 400$ мкм в случае меандровой МПЛ, $s = 200$ мкм в случае меандровой линии с лицевой связью), можно сформулировать выражения для f_i и K_i :

$$f_3 = S, K_2 = S_{\max}. \tag{9}$$

В результате задача многокритериальной оптимизации сформулирована в виде целевой функции

$$F = \frac{\max(U(t))}{\max(E(t))} + \frac{S}{S_{\max}} + \frac{(50 - Z_{cp})}{Z_{\max}}. \tag{10}$$

Заключение

Таким образом, с помощью ГА выполнена однокритериальная оптимизация параметров поперечного сечения витка меандровой МПЛ и линии с лицевой связью. Для этого сформулирована однокритериальная целевая функция, обеспечивающая равенство $(Z_c Z_o)^{0.5} = 50$ Ом. При оптимизации параметров меандровой МПЛ выявлено, что при увеличении числа поколений сходимость значений Z улучшается, а сходимость параметров w и s не наступает. При оптимизации параметров меандровой линии с лицевой связью выявлено аналогичное улучшение сходимости значений Z при увеличении количества поколений, при этом сходимости значений w и h также улучшаются. Сформулирована многокритериальная целевая функция для дальнейших исследований.

Программная реализация выполнена в рамках государственного задания № 8.9562.2017/БЧ Минобрнауки России. Оптимизация выполнена за счет гранта РФФИ №18-37-00339 в ТУСУРе.

Литература

1. Газизов Т.Р. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий. – Томск: ТГУ, 2002. – С. 206.
2. Сахаров К.Ю. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров, А.А. Соколов, О.В. Михеев и др. // Технологии ЭМС. – 2006. – №3 (18). – С. 36–45.
3. Гизатуллин Р.М. Помехоустойчивость и информационная безопасность вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания: монография / Р.М. Гизатуллин, З.М. Гизатуллин. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2014. – 142 с.
4. Surovtsev R.S. Pulse decomposition in a turn of meander line as a new concept of protection against UWB pulses / R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proc. of Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – Omsk, Russian Federation, May 2015. – 5 p.

5. Surovtsev R.S. Protection against ultrashort pulses based on a turn of meander microstrip line. X International IEEE Scientific and Technical Conference / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines. – Omsk, Russian Federation, November 15–17, 2016. – P. 151–154.

6. Суровцев Р.С. Экспериментальное подтверждение возможности защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкороткого импульса за счет его разложения в С-секции с лицевой связью / Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, А.В. Носов // Доклады ТУСУР. – 2016. – № 3 (19). – С. 47–50.

7. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018611481. TALGAT 2017. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., и др. Всего 23 чел. – Заявка № 2017663209. – Дата поступления 13.12.2017 г. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 02.02.2018 г.

8. Belousov A.O. Systematic approach to optimization for protection against intentional ultrashort pulses based on multiconductor modal filters / A.O. Belousov, T.R. Gazizov //

Complexity. – URL: <http://downloads.hindawi.com/journals/complexity/2018>. – 2018. – Vol. 2018. – P. 1–15.

Малыгин Константин Петрович

Магистрант ТУСУРа

Эл. почта: frizi2012@gmail.com

Козин Александр Витальевич

Магистрант ТУСУРа

Эл. почта: aleksandrkozin.7@gmail.com

Носов Александр Вячеславович

Инж., м.н.с. НИЛ «БЭМС РЭС» ТУСУРа

Эл. почта: alexns2094@gmail.com

Суровцев Роман Сергеевич

Канд. техн. наук, м.н.с. НИЛ «БЭМС РЭС» ТУСУРа

Эл. почта: surovtssevr@gmail.com

УДК 621.391.825

М.А. Самойличенко

Моделирование модального фильтра с пассивным проводником в опорной плоскости при разной толщине подложки

Рассматривается структура, полученная за счет вырезания проводника в опорной плоскости микрополосковой линии. Выполнено моделирование распространения сверхкороткого импульса в такой структуре. Для разных значений толщин диэлектрика приведены зависимости амплитуд импульсов разложения от значения сопротивлений на концах активного и пассивного проводников. Получены оптимальные значения сопротивлений и толщины диэлектрика, при которых импульсы имеют минимальную амплитуду.

Ключевые слова: модальная фильтрация, кондуктивные помехи, сверхкороткий импульс.

С бурным развитием электроники обостряется проблема электромагнитной совместимости. Особо опасны подаваемые по проводникам кондуктивные помехи, в частности, сверхкороткие импульсы (СКИ) [1], которые могут проникать в оборудование и выводить его из строя. Все это вызывает необходимость соответствующей защиты.

Новым средством защиты от СКИ является модальный фильтр (МФ) [2, 3], в котором происходит разложение СКИ на импульсы меньшей амплитуды вследствие разных скоростей мод сигнала в связанной линии с неоднородным диэлектрическим заполнением. МФ обладают радиационной стойкостью, малой массой и дешевизной, а в случае кабеля [4] и массовым применением. Между тем любой МФ требует наличия пассивного проводника, который требует дополнительного места и имеет массу. Поэтому актуален поиск новых конструкций МФ, свободных от этих недостатков. Так, предложено сформировать пассивный проводник в вырезе опорной плоскости и найдено оптимальное значение сопротивлений, при котором выполняется разложение исходного сигнала на два импульса с одинаковой и минимальной амплитудой [5]. Однако это исследование выполнено

при одном и очень малом значении толщины подложки (0,1 мм).

Цель работы – исследовать данную структуру при больших толщинах диэлектрической подложки.

При многократных изменениях в диапазоне параметров целесообразно использовать моделирование. Для этого необходимо построить геометрическую модель поперечного сечения исследуемого МФ и составить его эквивалентную схему.

Вычисление параметров и форм сигнала выполнялось в программном продукте TALGAT [6]. Допускалось, что в рассматриваемой линии распространяются только квази-Т-волны. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались.

Поперечное сечение исследуемой структуры представлено на рис. 1, а: ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость, w , w_1 , w_2 и t – ширина и толщина проводников, h – толщина диэлектрика, s – расстояние между проводниками. Значения параметров: $w = w_1 = w_2 = 0,5$ мм, $s = 0,4$ мм, $t = 0,105$ мм, $h = 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 1; 1,5; 2$ мм. Диэлектрический материал стеклотекстолит ($\epsilon_r = 5$) выбран из-за его широкого применения. На рис. 1, б приведена эквивалентная схема МФ. Она состоит из

трех проводников длиной $l = 1$ м каждый. Первый проводник линии на одном конце соединен с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником ЭДС E и внутренним сопротивлением $R1$. На другом конце первый проводник линии соединен с $R4$. Значения сопротивлений $R1, R2, R4, R5$ приняты одинаковыми (R) и изменялись в диапазоне от 10 до 100 Ом с шагом 10, а для соединения крайних проводников – $R3 = R6 = 0,001$ Ом. Воздействующий импульс имеет форму трапеции с параметрами: амплитуда – 2 В; время нарастания – 150 пс; плоская вершина – 150 пс; спад – 150 пс.

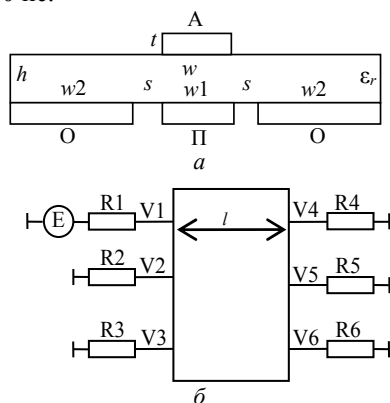


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и схема включения (б). Проводники: О – опорный, П – пассивный, А – активный

На рис. 2 приведены зависимости амплитуд импульсов разложения (первого – $U1$ и третьего – $U3$) от R при $h = 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5$ мм. Из рис. 2 видно, что зависимости для $h = 0,1$ представляют более детально результаты работы [5], когда с ростом R значение $U1$ монотонно увеличивалось, а $U3$ – уменьшалось, так что в точке их пересечения при $R \approx 50$ Ом эти значения выравнивались и амплитуда общего сигнала оказалась минимальной. С ростом значения h точка пересечения зависимостей смещается вправо и вверх.

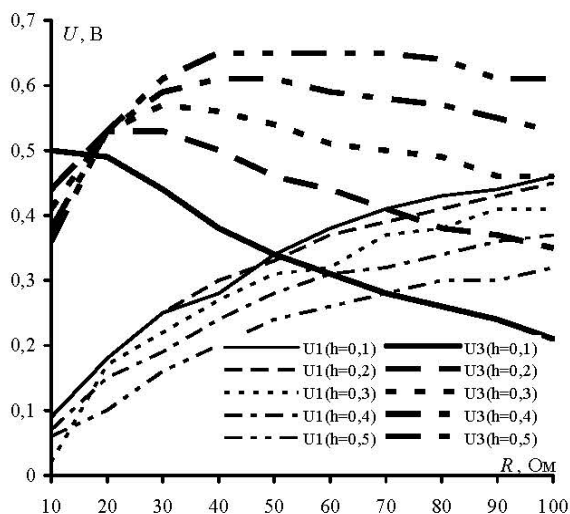


Рис. 2. Зависимости $U1$ и $U3$ от R при разных h

Однако у зависимости $U3$ появляется максимум за счет все большего уменьшения, с ростом значения

h , значения $U3$, при малых значениях R . Примечательна также точка ($R \approx 20$ Ом) минимальной чувствительности $U3$ к изменению h . На рис. 4 более детально показана нулевая чувствительность в диапазоне R от 10 до 30 Ом.

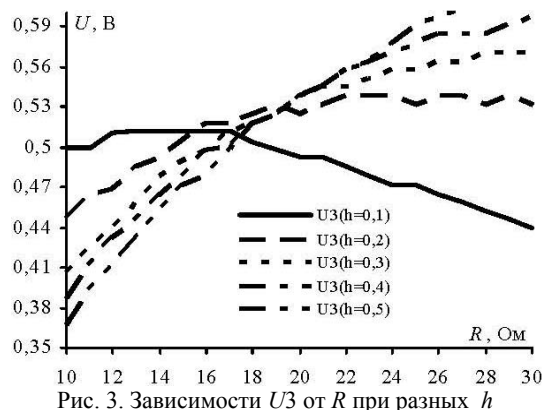


Рис. 3. Зависимости $U3$ от R при разных h

На рис. 4 приведены зависимости погонных задержек от h . Видно, что при увеличении h уменьшается максимальная разность задержек мод: если для $h = 0,1$ мм составляет 2,16 нс/м, то для $h = 2$ мм – 0,57 нс/м.

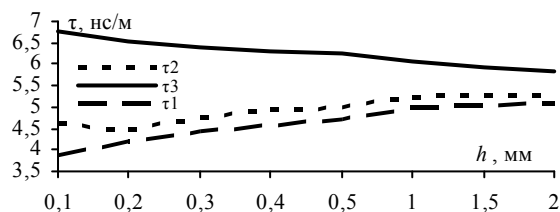


Рис. 4. Зависимость $\tau1, \tau2, \tau3$ от h

Таким образом, выполнено исследование данного МФ при больших значениях h . Показано, что выравнивание и минимизация амплитуд импульсов разложения и большая разность задержек мод достигаются при малых значениях h . Это вызвано увеличением связи между активным и пассивным проводниками МФ. Данный факт делает актуальным аналогичное исследование по увеличению связи за счет других параметров МФ, например роста относительной диэлектрической проницаемости подложки.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МД 365.2018.8.

Литература

- Сахаров К.Ю. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров, А.А. Соколов, О.В. Михеев и др. // Технологии ЭМС. – 2006. – № 3 (18). – С. 36–45.
- Газизов Т.Р. Исследование модальных искажений импульсного сигнала в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, О.М. Кузнецова-Таджибаева // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2004. – Т. 11, № 11. – С. 18–22.
- Заболоцкий А.М. Теоретические основы модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. – 2014. – № 3. – С. 79–83.

4. Gazizov T.R. Experimental results on ultra wide band pulse propagation in three-conductor power cables of flat and circular cross sections / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, I.E. Samotin // Proc. of Int. Siberian conf. on control and communications (SIBCON-2009). Russia, Tomsk. March 27–28, 2009. – 2009. – P. 264–269.

5. Самойличенко М.А. Разложение сверхкороткого импульса в модальном фильтре с пассивным проводником в опорной плоскости / М.А. Самойличенко, Т.Т. Газизов // Матер. XII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск, Россия, 16–18 ноября, 2016. – Ч. 1. – С. 222–224.

6. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2 (36). – С. 45–50.

Самойличенко Мария Александровна
Аспирантка каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: 1933mary2011@mail.ru

УДК 621.389

А.А. Собко

Обзор пассивных устройств подавления кондуктивных электромагнитных помех

Проведен обзор пассивных устройств подавления кондуктивных электромагнитных помех (ЭМП) в цепях питания, управления и коммутации РЭА. Представлен обзор конструкций традиционных и современных помехоподавляющих устройств. Уделено внимание плоскостным фильтрам и конструкциям так называемых мультитрактных проводников, и их применению в области фильтрации кондуктивных ЭМП.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, электромагнитные помехи, кондуктивные помехи, фильтры, LC-звенья, проходные конденсаторы, мультитрактные проводники.

Одной из важных задач в современной электронике является защита электрооборудования от внешних и внутренних электромагнитных помех (ЭМП). Увеличение количества радиоэлектронных средств (РЭС), усложнение их функций, рост мощности излучения приводят к усложнению электромагнитной обстановки и созданию ЭМП, что значительно снижает надежность передачи, приема и обработки информации. Борьба с ЭМП всегда была одной из серьезных проблем при создании и эксплуатации РЭС. Наиболее опасными являются кондуктивные помехи, распространяющиеся в цепях питания, управления, коммутации и т.д. Появление таких помех, как правило, вызвано недостаточным сглаживанием напряжения источника питания, паразитными связями элементов устройства с цепью питания и неэквипотенциальностью точек заземления отдельных элементов РЭС. Для борьбы с такими помехами широко используются фильтры ЭМП, обеспечивающие электрическую развязку источников помех и защищаемого оборудования, не нарушая работоспособности системы.

Известны различные оценки электромагнитных помех [1, 2], снижение шумов с помощью конкретных схемотехнических решений [3–6] или создания специальных фильтров для ослабления помеховых выбросов [7–11]. Защита от ЭМП обычно осуществляется с помощью пассивных компонентов. Например, чтобы уменьшить помехи во входных и выходных цепях импульсных источников вторичного электропитания, используются встроенные и внешние фильтры ЭМП [12]. При этом пассивные фильтры состоят из крупных компонентов, которые увеличи-

вают объем и массу до 33% от устройства. К сожалению, в отечественных источниках данный вопрос раскрыт слабо, в особенности в освещении новых разработок. Например, в последние годы вызывает большой интерес идея плоскостных фильтров на базе мультитрактных проводников. Наиболее актуальной областью применения этой технологии является авионика, в которой экономия объема и массы имеет первостепенное значение. Фильтры ЭМП на базе мультитрактных проводников компактнее, имеют хорошие высокочастотные характеристики, а также низкие паразитные эффекты [13], что отличает их от традиционных.

Цель работы – представить обзор пассивных устройств подавления кондуктивных электромагнитных помех.

Традиционно фильтры ЭМП характеризуются такими параметрами, как вносимое затухание, частота среза, рабочий ток, рабочее напряжение и рабочий диапазон температур. Из них стоит выделить важность вносимого затухания и частоты среза. Вносимое затухание рассчитывают в децибелах как отношение напряжений помехи на нагрузке без фильтра к напряжению с включенным фильтром. Согласно ГОСТ 13661-92, вносимое затухание измеряется при сопротивлении 50 Ом на входе и выходе фильтра. На частоте среза вносимое затухание фильтра равно 3 дБ.

Фильтры на основе проходного конденсатора

Конструктивно помехоподавляющие фильтры представляют собой сочетание емкостных и индук-

тивных элементов, соединенных в различные (С, Г, П или Т) электрические схемы (рис. 1). При этом фильтры на основе стандартных керамических конденсаторов не всегда дают достаточное снижение уровня помех в электрических цепях. Высокочастотные характеристики традиционных двухвыводных конденсаторных фильтров ограничены паразитными эффектами [14–17]. В связи с этим часто используют проходные трехвыводные конденсаторы, позволяющие осуществлять хорошую фильтрацию и понижение помех на радиочастотах. Сигнал с помехами поступает на вход проходного конденсатора, помеховые составляющие замыкаются через емкость на «землю», сигнал без помех поступает на выход. Проходные конденсаторы отличаются низкой паразитной индуктивностью по сравнению со стандартными керамическими конденсаторами, что является преимуществом. Благодаря этому они позволяют подавлять помехи на более высоких частотах, при этом часто используются совместно со стандартными конденсаторами.

С-фильтр (рис. 1, а) представляет собой проходной конденсатор с тремя выводами. Он является наименее затратным средством подавления помех и рекомендуется к установке в устройствах высокоскоростного переключения и в цифровых устройствах, так как он имеет низкую собственную индуктивность. При этом значение емкости следует выбирать исходя из наибольшей рабочей частоты.

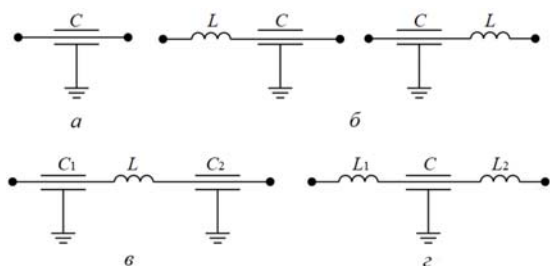


Рис. 1. Схемы помехоподавляющих фильтров: С (а); Г (б); П (в) и Т (г)

Г-фильтр (рис. 1, б) состоит из индуктивного и одного емкостного элементов. Индуктивный элемент может представлять собой кольца или трубки из термостабильного феррита, надетые на центральный вывод фильтра. В этой схеме возможны два варианта включения L - и C -элементов, обычно применяемые при низком импедансе источника (слева) и высоком импедансе нагрузки (справа).

П-фильтр (рис. 1, в) наиболее эффективен в случаях, если сопротивления источника и нагрузки неизвестны или отличаются друг от друга. Наличие второго конденсатора значительно улучшает эффективность подавления помех. Однако P -фильтр не рекомендуется использовать в цепях коммутации, так как его применение предполагает наличие высокого импеданса как источника, так и нагрузки.

Т-фильтр (рис. 1, г) предназначен для применения в цепях коммутации при низких сопротивлениях источника и нагрузки. Также возможно применение сдвоенных P - и T -схем.

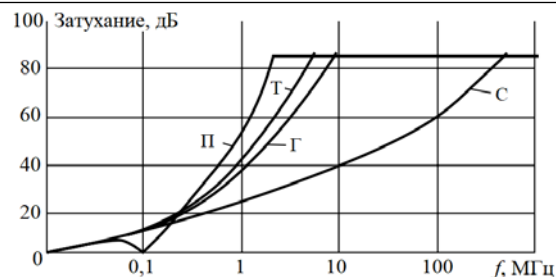


Рис. 2. Частотные зависимости вносимого затухания

Как видно из частотных зависимостей (рис. 2) вносимого затухания рассмотренных фильтров, эффективность подавления ЭМП у G -, T - и P -фильтров значительно выше, чем у C -фильтров.

Сетевые помехоподавляющие фильтры

При устранении электромагнитных помех для соблюдения стандартов ЭМС разработка фильтра ЭМП становится серьезной задачей. В большинстве случаев фильтры ЭМП представляют собой схемы фильтрации синфазной и дифференциальной составляющей помех [18]. Дифференциальная помеха распространяется между сигнальным и нейтральным проводниками. Синфазная помеха распространяется между проводником и корпусом или шиной заземления через паразитные емкости. Для подавления дифференциальных помех устанавливаются фильтры в линии сигнала или питания. Для подавления синфазных помех фильтры устанавливаются во всех линиях, по которым распространяются помехи. Применяют фильтры дифференциального типа, где используется синфазный дроссель и шунтирующие конденсаторы между шиной и обратным проводом. Такая схема (рис. 3) является звеном сетевого фильтра и должна быть частью любого низкочастотного фильтра силовых шин электропитания (СШЭП).

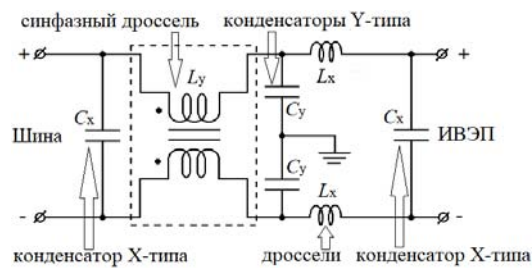


Рис. 3. Схема однофазного сетевого фильтра

Синфазный дроссель L_y выполняется на сердечнике с большой магнитной проницаемостью и имеет две идентичные обмотки. Полярность включения обмоток такова, что для дифференциальных токов они имеют малое, а для синфазных высокое сопротивление. Конденсаторы C_y включены между фазой, нейтралью и «землей» и предназначены для шунтирования синфазных помех. Конденсаторы C_x включены между фазой и нейтралью с дросселями L_x и предназначены для подавления дифференциальных помех. Такая схема является двунаправленной и позволяет подавлять помехи как от СШЭП к источнику вторичного электропитания (ИВЭП), так

и в обратном направлении. Увеличение емкостей C_x улучшает фильтрацию дифференциальных помех, но приводит к увеличению реактивного сопротивления. Увеличение емкости конденсатора C_y улучшает фильтрацию синфазных помех, но увеличивает ток утечки. Увеличение индуктивности дросселей улучшает фильтрацию, но приводит к увеличению активного сопротивления обмоток. Поэтому проектирование сетевого фильтра требует соблюдения баланса между номиналами компонентов фильтра.

Схема получила широкое распространение благодаря возможности высокого (до 80 дБ) подавления высокочастотных (до 30 МГц) помех. Однако для расчетов характеристик подобного фильтра необходимо учитывать паразитные параметры компонентов, неучет которых увеличивает передаточную функцию фильтра [19].

Плоскостные фильтры

Существуют различные плоскостные фильтры ЭМП, например состоящие из нескольких слоев проводников, изоляции и ферромагнитного слоя сердечника (рис. 4, а), конструктивно представляющие собой интегральную структуру. ЭМП имеют повышенные высокочастотные характеристики в сравнении с традиционными и при этом меньшие размеры, в особенности вертикальные [20]. Похожие плоскостные фильтры ЭМП (рис. 4, б) на основе многослойной линии передачи изготавливаются из нескольких слоев различных проводящих материалов, в которых поглощается высокочастотная составляющая сигнала. Фильтр обеспечивает повышенные частотные характеристики при меньших размерах [21].

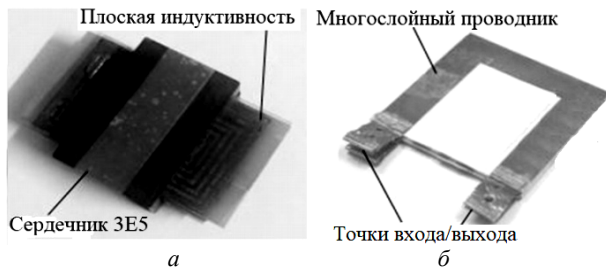


Рис. 4. Фильтры ЭМП: плоскостный (а) и на основе многослойной линии передачи (б)

Мультитрактные проводники (Multipath conductors)

Традиционным фильтрам ЭМП свойственны слабое подавление высокочастотных помех и сильное влияние паразитных параметров, в то же время к бортовой РЭА и многим другим электротехническим средствам предъявляют серьезные требования по подавлению ЭМП. Снизить влияние этих недостатков можно с помощью диссипативной (рассеивающей) структуры мультитрактных фильтров ЭМП [22]. Использование подобной структуры позволит уменьшить объем, массу и стоимость фильтров ЭМП. Фильтры ЭМП на основе линии передачи могут использоваться в качестве низкочастотных поглощающих фильтров с повышенным помехопо-

давлением на высоких частотах. Подобные фильтры в микрополосковом исполнении можно интегрировать в печатные платы. Отмечается [23] хорошее теплоотведение за счет того, что большая часть фильтра представляет собой гладкую поверхность. Например, мультитрактный фильтр ЭМП из нескольких слоев проводников с различной проводимостью и проницаемостью [22] (рис. 5) из меди и никеля. Для изоляции используется керамический диэлектрик марки Y5V.

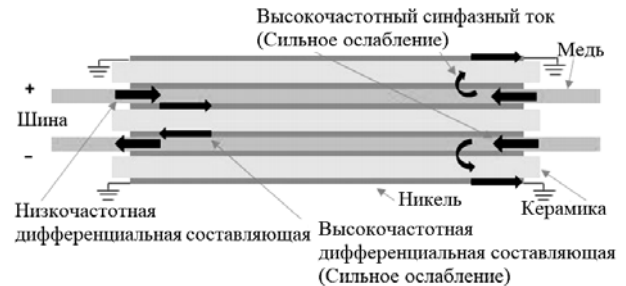


Рис. 5. Фильтр ЭМП на основе линии передачи

Высокочастотная дифференциальная составляющая тока благодаря скин-эффекту вытесняется в проводники никеля. Проводимость проводника никеля ниже, чем медного, поэтому высокочастотная составляющая энергии сигнала рассеивается в проводниках никеля, а синфазная составляющая шунтируется на «землю» через емкость, создаваемую внешним и внутренним слоями проводников никеля [13].

Конструкции мультитрактных проводников

Различают две типовые конструкции: плоскую и цилиндрическую (рис. 6) [24].

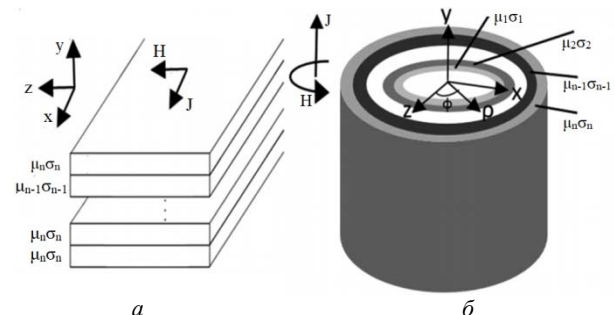


Рис. 6. Конструкции многослойных проводников: плоского (а) и цилиндрического (б)

Каждый проводник состоит из n отдельных проводящих слоев, каждый из которых имеет собственные электрические и магнитные свойства. Значение n выбирается исходя из области применения и рассматриваемой проблемы. Ток, протекающий внутри такого проводника, будет распределяться между слоями в зависимости от свойств проводников, независимо от природы возникновения помехи – внутренняя из источника или индуцируемая внешним ЭМП. На рис. 6, а показано, что магнитное поле, создаваемое током, параллельно поверхности проводника и ограничивается плоскостью, в которой лежит проводник. Если в плоском многослойном

проводнике ток течет в направлении x , тогда магнитное поле будет нарастать в направлении z , а если в цилиндрическом многослойном проводнике (рис. 6, б) ток течет в направлении y , то магнитное поле будет нарастать в азимутальном направлении плоскости $xу$. Подобная конструкция применима в фильтрах ЭМП, коаксиальных кабелях и для экранирования ЭМП. Скин-эффект и эффект близости в цилиндрических многослойных проводниках приводят к вытеснению помеховых токов в слои с низкой проводимостью, где электромагнитная энергия помехи преобразуется в тепловую.

Равновесная модель цилиндрической линии передачи с различными металлическими слоями, учитывающая потери, представлена в [24]. Модель позволяет рассчитать плотность тока и рассеяние мощности в любом конкретном проводящем слое в мультитрактовом проводнике.

В [25] предложен аналитический метод расчета для определения плотности тока и напряженности магнитного поля на разных вертикальных расстояниях внутри мультитрактовых проводящих конструкций через систему уравнений, полученную из основе уравнений Максвелла. Предложенным методом можно определить частотно-зависимые сопротивления и внутреннюю индуктивность для мультитрактовых проводников с различными проводящими материалами. Также в [25] подробно описаны расчеты с помощью предложенного аналитического метода и сравнение с результатами электродинамического моделирования методом конечных элементов. Для расчета сопротивления и индуктивности на заданных частотах и амплитудах тока существует подход с упрощенными комплексными вычислениями [28]. Уравнения, используемые в нем, позволяют упростить процессы анализа и проектирования фильтров ЭМП.

Процессы изготовления таких фильтров схожи с процессами производства в полупроводниковой промышленности [13]. При этом простая автоматизированная сборка таких фильтров позволит изготавливать устройства с высокой точностью и хорошей повторяемостью характеристик [23]. Идею мультитрактового проводника можно использовать для создания высоковольтной линии передачи, имеющей характеристику фильтра нижних частот, т.е. линии передачи способной смягчать высокочастотные скачки и всплески напряжения, что позволяет создать проводник с молниезащитой. Это одна из перспективных областей, которая пока не исследована.

Однако, несмотря на преимущества мультитрактовых фильтров ЭМП, есть препятствия для их широкомасштабного применения. Как правило, довольно легко изготавливать многослойные печатные платы с произвольным количеством слоев с произвольной толщиной меди. Тем не менее пока еще нет общепринятой технологии для интеграции других проводящих материалов в процесс производства.

Несмотря на ряд преимуществ, на высокочастотные характеристики фильтров влияют некоторые

такие параметры, как эквивалентная параллельная емкость (ЕРС), которая может снизить эффективность плоскостных фильтров ЭМП, особенно при работе на высоких частотах. Как описано в [16, 17, 29], фактически это основной паразитный параметр фильтров ЭМП. Даже очень маленькие паразитные ёмкости способны привести к повышению частоты среза до нескольких сотен кГц [17]. Поэтому для обеспечения хороших высокочастотных характеристик необходимо минимизировать паразитную емкость. Один из способов для этого подробно рассмотрен в [16]. Работа плоскостных фильтров ЭМП на высоких частотах также осложняется наличием эквивалентной последовательной индуктивности. Хотя индуктивность плоскостного интегрального фильтра, безусловно, мала [17], частота среза может подняться до нескольких МГц [17, 29]. Решения этой задачи двумя различными способами обсуждаются в [17].

Заключение

Таким образом, проведен обзор устройств фильтрации ЭМП, описаны традиционные схемы фильтров цепей питания и коммутации, особенности применения, приведены рекомендации. Представлен обзор современных разработок, в том числе и мультитрактовых проводников, описаны их преимущества и недостатки.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417X0172.

Литература

1. Wang S. Developing parasitic cancellation technologies to improve EMI filter performance for switching mode power supplies / S. Wang, R. Chen, J.D. van Wyk et al. // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – Nov. 2005. – Vol. 47, No. 4. – P. 921–929.
2. Chen X. Novel inverter-output passive filter for reducing both differential- and common-mode dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems / X. Chen, D. Xu, F. Liu, J. Zhang // IEEE Trans. Ind. Electron. – Feb. 2007. – Vol. 54, No. 1. – P. 419–426.
3. Ogasawara S. An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter / S. Ogasawara, H. Ayano, H. Akagi // IEEE Trans. Power Electron. – Sep. 1998. – Vol. 13, No. 5. – P. 835–841.
4. Julian A.L. Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters / A.L. Julian, G. Oriti, and T.A. Lipo // IEEE Trans. Power Electron. – Sep. 1999. – Vol. 14, No. 5. – P. 982–989.
5. A hybrid EMI filter with ultra-wide bandwidth / W.C. Ho, C.K. Lee, X. Liu et al. // in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. – Feb. 24–28, 2008. – P. 676–681.
6. Farkas T. Viability of active EMI filters for utility applications / T. Farkas, M.F. Schlecht // IEEE Trans. Power Electron. – May 1994. – Vol. 9, No. 3. – P. 328–336.
7. Hamili D.C. An efficient active ripple filter for use in DC-DC conversion // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. – Jul. 1996. – Vol. 32, No. 3. – P. 1077–1084.
8. Poon N.K. Techniques for input ripple current cancellation: classification and implementation / N.K. Poon, J.C.P. Liu, C.K. Tse, M.H. Pong // IEEE Trans. Power Electron. – Nov. 2000. – Vol. 15, No. 6. – P. 1144–1152.

9. Zhu M. Design and evaluation of feedforward active ripple filters / M. Zhu, D.J. Perreault, V. Caliskan et al. // IEEE Trans. Power Electron. – Mar. 2005. – Vol. 20, No. 2. – P. 276–285.
10. Chow A.C. Design and evaluation of a hybrid passive/active ripple filter with voltage injection / A.C. Chow, D.J. Perreault // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. – Apr. 2003. – Vol. 39, No. 2. – P. 471–480.
11. Wang S. Characterization, evaluation and design of noise separator for conducted EMI noise diagnosis / S. Wang, F.C. Lee, W.G. Odendaal // IEEE Trans. Power Electron. – Jul. 2005. – Vol. 20, No. 4. – P. 974–982.
12. Затулов С. Модули фильтрации радиопомех и защиты от перенапряжений для питающих цепей постоянного и переменного тока / С. Затулов, А. Миронов, И. Твердов // Силовая электроника. – 2007. – № 14. – С. 56–59.
13. Luo F. Design of a hybrid busbar filter combining a transmission line filter and a one-turn inductor for DC-fed three-phase motor drive systems / F. Luo, A.C. Baisden, D. Boroyevich et al. // IEEE Trans. Power Electron. – 2013. – Vol. 28, No. 12. – P. 5588–5602.
14. Chen L.J. Implementation of a compact EMI filter array for 4G-LTE applications on LTCC / L.J. Chen, K.H. Lin // IEEE Trans. Compon., Packag., Manuf. Technol. – Jun. 2015. – Vol. 5, No. 6. – P. 713–722.
15. Improved model of T-type LC EMI chip filters using new microstrip test fixture / A.B. Menicanin, M.S. Damjanovic, L.D. Zivanov, O.S. Aleksic // IEEE Trans. Magn. – Oct. 2011. – Vol. 47, No. 10. – P. 3975–3978.
16. Series-connected grounding of common-mode EMI filter / H. Chen, P. Meng, J. Li, Z. Qian // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – Nov. 2010. – Vol. 52, No. 4. – P. 1066–1068.
17. Techniques for improving the high-frequency performance of the planar CM EMI filter / H.F. Huang, L.Y. Deng, B.J. Hu, G. Wei // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – Oct. 2013. – Vol. 55, No. 5. – P. 901–908.
18. Chen W. An experimental study of common and differential-mode active EMI filter compensation characteristics / W. Chen, W. Zhang, X. Yang et al. // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 2009. – Vol. 51, No. 3. – P. 683–691.
19. Murata Y. Analysis of parasitic couplings in EMI filters and coupling reduction methods. / Y. Murata, K. Takahashi, T. Kanamoto, M. Kubota // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – December 2017. – Vol. 59, No. 6. – P. 1880–1886.
20. Chen R. Improving the characteristics of integrated EMI filters by embedded conductive layers. / R. Chen, J.D.V. Wyk, S. Wang et al. // IEEE Trans. Power Electron. – 2005. – Vol. 20, No. 30. – P. 611–619.
21. Wolmarans P.J. Technology for integrated RF-EMI transmission line filters for integrated power electronic modules. / P.J. Wolmarans, J.D. Van Wyk, J.D.Jr. Van Wyk, et al. // IEEE Industry Applications Conf. 37th IAS Annual Meeting. – Pittsburgh, PA, USA. – 2002. – Vol. 3. – P. 1774–1780.
22. Power electronic interconnects: skin- and proximity effect-based frequency selective multipath propagation. / J.D.Jr. van Wyk, W.A. Cronje, J.D. van Wyk, et al. // IEEE Trans. Power Electron. – 2005. – Vol. 20, No. 3. – P. 600–610.
23. Ouyang Z. Overview of planar magnetic technology-fundamental properties / Z. Ouyang, M.A.E Andersen // IEEE Trans. Power Electron. – 2014. – Vol. 29, No. 9. – P. 4888–4900.
24. Brink E.A. Aspects of electromagnetic field distributions in multipath conductive structures: Dissertation, University of Witwatersrand. – Johannesburg, South Africa, 2011.
25. Brink E.A. Analytical approach for determining the frequency-dependent characteristics of multipath conductive structures / E.A. Brink, I.W. Hofsjager // IEEE Trans. Power Electron. – 2014. – Vol. 29, No. 11. – P. 5835–5845.
26. Biela J. Passive and active hybrid integrated EMI filters / J. Biela, A. Wirthmueller, R. Waespe et al. // IEEE Trans. Power Electron. – 2009. – Vol. 24, No. 5. – P. 1340–1349.
27. Jong E.D. Improving the thermal management of ACDC converters using integration technologies / E.D. Jong, J. Ferreira, P. Bauer // Proc. IEEE Industry Applications Conf. – Seattle, WA, USA. – October 2004. – Vol. 4. – P. 2315–2322.
28. Brink E.A. Analytical approach for determining the frequency-dependent characteristics of multipath conductive structures / E.A. Brink, I.W. Hofsjager // IEEE Trans. Power Electron. – 2014. – Vol. 29, No. 11. – P. 5835–5845.
29. Racasan A. Advances on parasitic capacitance reduction of EMI filters / A. Racasan, C. Munteanu, V. Topa et al. // Annals of the University of Craiova, Electrical Engineering series. – 2010. – No. 34.

Собко Александр Александрович
Аспирант каф. ТУ, м.н.с. НИЛ «БЭМС РЭС» ТУСУР
Эл. почта: alexfreetibet@gmail.com

УДК 004.414

А.А. Собко, А.В. Осинцев

Лабораторный макет датчика тока и напряжения на отечественном микроконтроллере K1986BE92Q1

Предложен лабораторный макет датчика для измерения тока и напряжения в силовой шине электропитания на основе отечественного микроконтроллера серии 1986BE9х. Представлена разработанная схема лабораторного макета датчика тока и напряжения, предназначенного для тестирования алгоритмов и отладки программного кода микроконтроллера, и может быть применима к силовой шине электропитания постоянного тока. Разработанный код выполняет обработку сигналов тока и напряжения двумя независимыми аналого-цифровыми преобразователями микроконтроллера. Вычисленные показания тока и напряжения передаются по интерфейсу универсального асинхронного приемопередатчика на персональный компьютер, либо на другое вычислительное устройство посредством прямого доступа к памяти, что снижает вычислительные затраты микроконтроллера.

Ключевые слова: датчик тока, датчик напряжения, макет, программное обеспечение, АЦП, микроконтроллер.

Важной частью современных приборов и промышленного оборудования является система электропитания, реализуемая средствами силовой электроники. Большая часть прецизионной электроники нуждается в контроле питающего напряжения. Некачественные параметры электроэнергии источников питания приводят к снижению качества работы и выходу из строя дорогостоящего оборудования. С целью контроля качества электропитания и отслеживания определенных параметров электроэнергии источников питания широко применяются аналоговые датчики тока и напряжения, сигнал с которых поступает в аналого-цифровой преобразователь (АЦП) микроконтроллера (МК). Существует множество различных схем типовых датчиков тока и напряжения [1, 2]. Они различаются точностью, методом реализации, пределами измеряемой амплитуды. В то же время возможность обеспечения заданных требований к параметрам системы электропитания в значительной степени зависит от эффективности применяемых алгоритмов управления, параметров АЦП, характеристик операционного усилителя и паразитных параметров схемы.

Вопросы, связанные с разработкой комбинированных датчиков тока и напряжения, решаются в работах с применением схемотехнического анализа решения и результатов численного моделирования [2]. Экспериментальные макеты для систем измерения напряжения рассматриваются в [3, 4]. Описан лабораторный макет датчика тока и напряжения, в основу которого положена традиционная схема для измерения тока в отрицательном полюсе нагрузки [1]. Макет предназначен для экспериментальных исследований систем управления, в частности, для (разработки, моделирования) новых алгоритмов на базе отечественного МК K1986BE92Q1 с ядром Cortex-M3 [5].

Измерение силы тока в силовых цепях является необходимым условием надежного функционирования, так как точные измерения необходимы для осуществления контроля и защиты. Специализированные датчики также применяются для определения разбаланса токов, мониторинга и диагностики цепей, запуска схем защиты, обнаружения отказов электрооборудования и аварийных состояний различных типов нагрузки. Существует множество методов измерения тока, однако в промышленности наиболее широко применяются резистивный на основе эффекта Холла и трансформатора тока. Последний может быть использован только в цепях переменного тока [1]. Резистивные датчики отличаются низкой стоимостью, линейностью и точностью измеряемой величины. Однако измерения с их помощью, вносят потери в цепь измерения, отсутствует гальваническая развязка, ограничена полоса пропускания за счет паразитной индуктивности резисторов. А также возникает саморазогрев и термоЭДС, снижающие точность измерения при больших токах. Для усиления напряжения, падающего на шунтирующем резисторе, необходим дифференци-

альный усилитель или компаратор, обладающий достаточным коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС), особенно вблизи высоких питающих напряжений.

Ведется разработка лабораторного макета датчика тока и напряжения силовой шины электропитания (СШЭП) постоянного тока. В качестве вычислительного устройства используется отечественный МК K1986BE92Q1. Данный МК выполнен на базе ядра Cortex-M3. Особенности реализации данного МК выделяют его среди аналогов.

Таким образом, возникает потребность в разработке лабораторного макета датчика тока и напряжения, используя отечественную электронную компонентную базу (ЭКБ), что снизит зависимость от зарубежной ЭКБ.

Цель работы – разработать лабораторный макет датчика тока (до 30 А) и напряжения (до 110 В), используя отечественный МК K1986BE92Q1.

Аппаратная часть

В схеме (рис. 1) использован вариант измерения тока в отрицательном полюсе нагрузки. Такой способ имеет преимущества, связанные с возможностью использования операционных усилителей (ОУ), предназначенных для работы с однополярным питанием. При этом выбор ОУ определяется от требуемой точностью, которая в основном зависит от смещения нуля, температурного дрейфа и погрешности установки усиления ОУ. Недостатком является ненулевое значение минимального выходного напряжения усилителя, что вносит погрешность преобразования в начале шкалы измерения. Для исключения этого недостатка требуется двуполярное питание усилителя, однако это усложнит схему и её питание. Используемая схема измерения тока и напряжения (см. рис. 1) отличается наличием на входе ОУ, синфазного дросселя Др1, предназначенного для повышения КОСС. Схема предусматривает возможность настройки коэффициента отрицательной обратной связи (ООС) ОУ резистором R5.

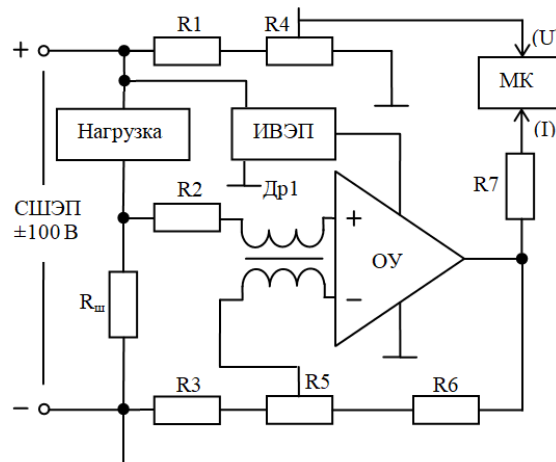


Рис. 1. Схема измерителя тока и напряжения для лабораторного макета

Для измерения напряжения присутствует делитель напряжения (R1, R4) с возможностью под-

стройки коэффициента деления, в зависимости от которого меняется уровень напряжения, поступающего на вход АЦП МК, что необходимо для точной настройки датчика напряжения. Измерение тока производится в отрицательном полюсе нагрузки посредством измерения падения напряжения на токоизмерительном резисторе $R_{ш} = 0,1$ Ом с последующим усилением полученного значения и передачей на вход АЦП МК через $R7$. Для проверки работоспособности схемы на макетной плате собран прототип измерителя.

Структурная схема лабораторного макета приведена на рис. 2. Измеренный аналоговый сигнал с датчика тока и напряжения обрабатывается соответствующим блоком АЦП1 и АЦП2. В блоках «Расчет I», и «Расчет U» рассчитываются преобразованные данные с учетом коэффициентов калибровки и корректировки параметров измеряемого тока и напряжения. Рассчитанные данные передаются по интерфейсу универсального асинхронного приемопередатчика (УАПП), используя блок прямого доступа к памяти (ПДП), который выполняет функцию передачи данных, не затрачивая вычислительные ресурсы МК (процессорное время ядра МК). Созданный прототип показал возможность измерения постоянного напряжения до 40 В и тока до 10 А.

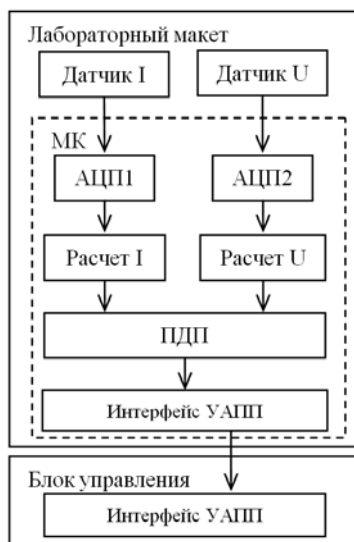


Рис. 2. Структура лабораторного макета

Программная часть

Выполнено сравнение отечественного МК K1986BE92Q1 характеристик и зарубежного аналога МК STM32F103C8 (таблица).

Характеристики МК

МК	F_{clk} , МГц	ADC, бит	Flash, Кб
K1986BE92Q1	80	12	32
STM32F103C8	72	12	64

Оба МК имеют ядро Cortex-M3 и обладают схожими аппаратными характеристиками. Операцию (функцию) преобразования сигналов (обработку данных) с датчиков тока и напряжения выполняет МК K1986BE92Q1. Выход датчика тока подключен к

АЦП1 канал ADC_CH_2, а выход датчика напряжения подключен к АЦП2, канал ADC_CH_3.

Программный код написан и отлажен в среде «Keil uVision 5» с использованием официальных библиотек CMSIS и SPL. В выбранных МК для преобразования в АЦП требуется не менее 28 тактов синхронизации F_{CLK} . В качестве синхросигнала может быть выбрана частота процессора CPU_CLK либо частота тактирования ADC_CLK, формируемая в блоке «Сигналы тактовой частоты». Максимальная частота F_{CLK} для блока АЦП не может превышать 14 МГц.

В целях снижения энергопотребления МК и уменьшения объема кода часто используют один блок АЦП для преобразования сигналов с двух и более каналов посредством мультиплексора. Поочередный опрос преобразования аналогового сигнала нескольких каналов АЦП приводит к частичному пропуску измеряемых данных. Пока обрабатываются данные с одного канала АЦП, данные, поступающие на другой канал АЦП, не учитываются. При разработке программного кода были задействованы два блока АЦП, что позволяет настроить дополнительные параметры работы для каждого канала в отдельности, например, задать верхний и нижний пороги значений амплитуды преобразованного сигнала и в случае их превышения своевременно обработать это исключение.

В качестве исходных данных в коде программы задаются коэффициенты делителя напряжения и датчика тока, используемые при вычислении. В качестве платы прототипа для быстрой отладки и тестирования алгоритма выбрана плата Arduino Mega. После проверки корректности работы алгоритма на платформе Arduino он был реализован под МК K1986BE92Q1 и STM32F103C8 (рис. 3).

Разработка программного кода по составленному алгоритму состояла из идентичных этапов, в частности, процедура инициализации АЦП и настройка каналов на практике не отличаются, поскольку разработчики МК K1986BE92Q1 адаптировали библиотеки от производителя STM32, изменив названия некоторых функциональных блоков периферии МК. Одной из особенностей работы АЦП у всей линейки МК 1986BE9x является то, что регистр ADCx_RESULT помимо результата преобразования АЦП в 16–20 битах, содержит номер канала АЦП, с которого поступили данные. Чтобы получить только результат преобразования без номера канала, рекомендуется применить маску $ADC1_RESULT \& 0x0000FFFF$. После данной операции данные готовы для передачи в блок управления для их последующей обработки посредством одного из интерфейсов передачи данных, поддерживаемых МК.

На рис. 4 представлен фрагмент кода, заполненная структура ADC_InitTypeDef, для настройки АЦП в STM32F103C8, используя библиотеку CMSIS.

В библиотеке CMSIS МК K1986BE92Q1 за настройку АЦП отвечают две структуры: ADC_InitTypeDef и ADCx_InitTypeDef (рис. 5).

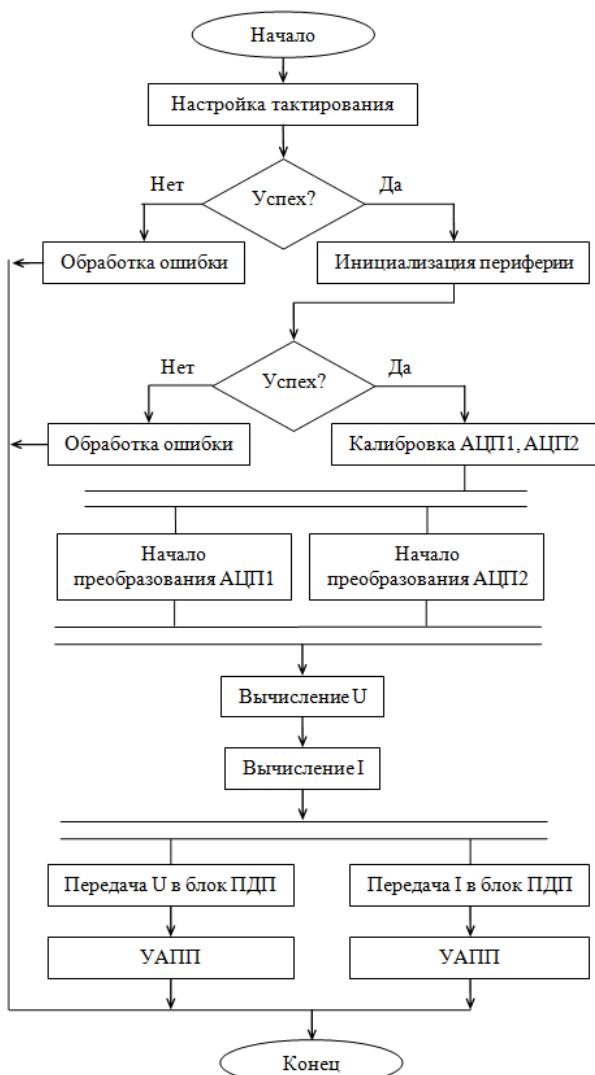


Рис. 3. Алгоритм работы программы МК

```

/* настройка АЦП 1 STM32F103C8 */
ADC_InitStructure.ADC_Mode = ADC_Mode_Independent;
ADC_InitStructure.ADC_ScanConvMode = DISABLE;
ADC_InitStructure.ADC_ContinuousConvMode = ENABLE;
ADC_InitStructure.ADC_ExternalTrigConv = ADC_ExternalTrigConv_None;
ADC_InitStructure.ADC_DataAlign = ADC_DataAlign_Right;
ADC_InitStructure.ADC_NbrOfChannel = 1;
    
```

Рис. 4. Структура ADC_InitTypeDef для STM32

```

/* настройка канала ADC_CH_ADC2 и ADC1 */
ADCx_StructInit(&sADCx);
sADCx.ADC_ClockSource = ADC_CLOCK_SOURCE_CPU;
sADCx.ADC_SamplingMode = ADC_SAMPLING_MODE_CICLIC_CONV;
sADCx.ADC_ChannelSwitching = ADC_CH_SWITCHING_Disable;
sADCx.ADC_ChannelNumber = ADC_CH_ADC2;
sADCx.ADC_Channels = 0;
sADCx.ADC_LevelControl = ADC_LEVEL_CONTROL_Disable;
sADCx.ADC_LowLevel = 0;
sADCx.ADC_HighLevel = 0;
sADCx.ADC_VRefSource = ADC_VREF_SOURCE_INTERNAL;
sADCx.ADC_IntVRefSource = ADC_INT_VREF_SOURCE_INEXACT;
sADCx.ADC_Prescaler = ADC_CLK_div_512;
sADCx.ADC_DelayGo = 7;
ADC1_Init(&sADCx);
ADC1_Cmd(ENABLE);

/* настройка АЦП */
sADC.ADC_SynchronousMode = ADC_SyncMode_Independent;
sADC.ADC_StartDelay = 0;
sADC.ADC_IntVRefTrimming = 1;
ADC_Init(&sADC);
    
```

Рис. 5. Структура ADCx_StructInit

Таким образом, разработана схема и выполнена сборка лабораторного макета датчика тока и напряжения, а также реализован алгоритм расчета напряжения и тока. Разработано тестовое ПО в среде «Keil uVision 5». Выполнено тестирование ПО и выполнены контрольные измерения тока и напряжения лабораторным макетом на МК STM32F103C8, отладочном комплекте МК K1986VE92QI компании АО «ПКК Миландр» и LDM-BB-K1986VE92QI компании «LDM-SYSTEMS».

В статье рассматривается лабораторный макет датчика тока и напряжения, разработанный для использования в составе силовой шины электропитания. Представлена разработанная схема лабораторного макета датчика тока и напряжения, предназначенного для тестирования алгоритмов и апробации программного кода для микроконтроллерного устройства, применимого к модулям силовой шины электропитания и климатической экранированной ТЕМ-камеры. Разработанное ПО обеспечивает настройку двух блоков АЦП микроконтроллера и выполняют обработку сигналов с датчика тока и напряжения, лабораторного макета. Результаты обработки двух АЦП передаются по УАПП, не затрачивая вычислительные ресурсы микроконтроллера, что достигается за счет использования прямого доступа к памяти. Результаты измерений передаются по интерфейсу УАПП на ПК либо на другое вычислительное устройство, поддерживающее интерфейс УАПП, либо устройство виртуального СОМ-порта.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417X0172.

Литература

1. Данилов А. Современные промышленные датчики тока // Современная электроника. – 2004. – № 10. – С. 26–35.
2. Гончаров Р.А. Методы повышения точности измерения малых токов / Р.А. Гончаров, Н.В. Штгель // Актуальные проблемы авиации и космонавтики. – 2017. – Т. 1, № 13.– С. 448–450.
3. Якимов Р.И. Стенд для экспериментальных исследований систем управления преобразователем Кука / Р.И. Якимов, Е.А. Аксенов // Сб. науч. тр. Новосиб. гос. техн. ун-та. – 2016. – № 4(86).– С. 131–143.
4. Шульга Р.Н. Измерение токов и напряжений на высоком потенциале с помощью цифровых датчиков / Р.Н. Шульга, К.А. Змиева и др. // Электричество. – М. – 2012. – № 12.– С. 13–17.
5. K1986VE92QI [Электронный ресурс]. – URL: https://ic.milandr.ru/products/mikrokontrollery_i_protessory/32_razryadnye_mikrokontrollery/1986ve9kh_yadro_arm_cort_ex_m3/k1986ve92qi/#main_tab

Собко Александр Александрович
 Аспирант, м.н.с. НИЛ «БЭМС РЭС» ТУСУРа
 Эл. почта: alexfreetibet@gmail.com

Осинцев Артем Викторович
 Аспирант, м.н.с. НИЛ «БЭМС РЭС» ТУСУРа
 Эл. почта: kubenet@gmail.com

Е.А. Сердюк, Р.С. Суворцев

Выражения для аналитической оценки формы и амплитуды импульсного сигнала в витке меандровой линии задержки

Представлены результаты разработки аналитических выражений для быстрой оценки формы и амплитуды сверхкороткого импульса в витке меандровой линии задержки. Для этого рассмотрены две известные модели для анализа перекрестных наводок в связанных линиях передачи. Для оценки корректности выполнено моделирование формы сигнала в конце витка меандровой линии с помощью метода моментов. В результате выявлено хорошее качественное совпадение результатов расчета и моделирования. Однако также выявлено количественное несовпадение по амплитуде сигнала на выходе витка меандровой линии до 11,35%.

Ключевые слова: меандровые линии, сверхкороткий импульс, модальный анализ.

В настоящее время радиоэлектронная аппаратура (РЭА) является неотъемлемой частью жизни современного человека. На практике требуется повышение быстродействия наряду с уменьшением габаритов и стоимости РЭА. Это ведет к росту восприимчивости РЭА к различным электромагнитным воздействиям (ЭМВ), например, на таких критичных объектах инфраструктуры общества, как объекты топливно-энергетического комплекса [1]. Среди ЭМВ особенно опасными являются сверхкороткие импульсы (СКИ) с длительностью до нескольких наносекунд и амплитудой до нескольких десятков киловольт. Традиционные устройства защиты не всегда способны защитить от таких импульсов из-за своей недостаточной мощности и низкого быстродействия. Поэтому для защиты зачастую применяются сложные многоступенчатые устройства, реализация которых неизбежно ведет к увеличению массы и габаритов конечного устройства.

Предложен способ защиты РЭА от СКИ, основанный на свойствах меандровых линий [2]. Традиционное их назначение заключается в задержке сигнала на печатной плате в тех случаях, когда необходимо синхронизировать время прихода нескольких тактируемых сигналов в точке приема.

Принцип защиты основан на модальных искажениях сигнала, которые позволяют уменьшить амплитуду СКИ за счет его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды (импульс перекрестной наводки на ближнем конце, импульс нечетной и четной мод). Как показал обзор, выполненный ранее, наиболее распространенным методом для анализа меандровых линий задержки является метод моментов, поскольку он хорошо себя зарекомендовал для решения задач электромагнитного поля в многопроводных связанных линиях передачи [3]. Несмотря на то, что моделирование позволяет получить более точные знания о поведении системы, зачастую на практике требуется быстрая оценка того или иного свойства рассматриваемой системы. Например, оценка изменения формы и амплитуды СКИ в витке защитной меандровой линии. Для таких оценок нужны простые и понятные аналитические выражения, которые позволят на самом раннем этапе оценить целесообразность дальнейшего исследования объекта. Поэтому необходима разработка ана-

литических выражений для быстрой оценки формы и амплитуды СКИ в меандровых линиях задержки. Наиболее простым путем является получение таких выражений на основе уже известных и применяемых моделей за счет их сведения к более частному случаю.

Целью данной работы является разработка аналитических выражений для оценки амплитуды и формы импульсного сигнала в витке меандровой линии задержки и оценка их корректности. Для достижения поставленной цели нужно решить следующие основные задачи: получить аналитические выражения на основе нескольких известных моделей; апробировать полученные выражения на известном примере витка меандровой линии; сравнить с результатами моделирования другим методом.

Примечательными для анализа видятся сразу несколько подходов, предложенных для оценки перекрестных связей и наводок в многопроводных связанных линиях передачи [4, 5]. Оба подхода основаны на модальном разложении сигнала, но исходные выражения для первого получены во временной области, а для второго – в частотной. Меандровые линии задержки являются частным случаем многопроводных связанных линий передачи за счет особого соединения проводников линии друг с другом. Поэтому отмеченные подходы могут быть применены и для анализа меандровых линий.

В качестве тестового примера примечательным видится виток меандровой микрополосковой линии задержки с покрывающим диэлектрическим слоем, результаты анализа которого представлены в [6]. Параметры диэлектриков витка выбраны такими, чтобы обеспечить равенство скоростей распространения четной и нечетной мод линии. Такое равенство исключает влияние дальней перекрестной наводки на форму сигнала. А выбор оптимальной длины линии обеспечивает приход основного сигнала по окончании импульса ближней перекрестной наводки. Таким образом, этот виток обеспечивает задержку импульсного сигнала без искажения его формы перекрестными наводками.

Исходные данные для моделирования

Параметры поперечного сечения витка (рис. 1) выбраны следующими: ширина (w) и толщина (t) сигнальных проводников 120 и 30 мкм соответст-

венно, толщина (h_1) подложки 100 мкм, толщина (h_2) покрывающего слоя 50 мкм, расстояние (s) между проводниками 120 мкм, относительные диэлектрические проницаемости подложки (ϵ_{r1}) и покрывающего слоя (ϵ_{r2}) соответственно.



Рис. 1. Поперечное сечение витка

Виток состоит из двух сигнальных проводников, соединенных на одном дальнем конце. Ближний конец первого проводника соединен с источником сигналов, представленным на схеме идеальным источником ЭДС с внутренним сопротивлением R_{s1} , а ближний конец второго проводника соединен с приемным устройством, представленным на схеме сопротивлением R_{s2} (рис. 2). Сопротивления R_{s1} и R_{s2} приняты равными 50 Ом. В качестве воздействующего принят импульс в виде трапеции с ЭДС 1 В и длительностями фронта, плоской вершины и спада по 100 пс. Длина полувитка $l = 25$ мм.

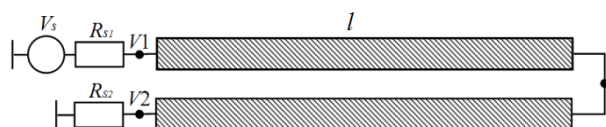


Рис. 2. Схема соединений витка

Теоретические основы выбранных методов

В момент начала распространения сигнала по первому проводнику начинает наводиться импульс ближней перекрестной наводки (в терминологии связанных линий) во втором проводнике: положительный импульс, который первым приходит в конец линии (узел V_2), в нулевой момент времени. Сразу за ним к концу линии придет основной сигнал, который прошел полный путь (в прямом и обратном направлении) по витку. После основного импульса к концу линии придет отрицательный импульс ближней перекрестной наводки.

Сначала рассмотрим аналитический подход для вычисления формы и амплитуды сигнала, который предложен для оценки перекрестных наводок в связанных линиях передачи во временной области и детально описан в [4]. В его основе лежит разложение исходного сигнала на моды, при котором напряжения и токи мод сигнала в произвольной точке вдоль линий выражаются аналитически в виде моды изначально падающего напряжения и коэффициентов отражения каждой из мод от концов линии. Далее будут представлены только необходимые аналитические выражения для вычисления форм и амплитуд сигнала в линии.

Матрицы модальных источников и модальных импедансов (нижние индексы S и L обозначают начало и конец линии соответственно):

$$\mathbf{V}_{Sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{V}_S, \quad \mathbf{V}_{Lm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{V}_L,$$

$$\mathbf{R}_{Sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_S \mathbf{T}_I, \quad \mathbf{R}_{Lm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_L \mathbf{T}_I,$$

где $\mathbf{V}_S, \mathbf{V}_L$ – матрицы источников напряжения; $\mathbf{R}_S, \mathbf{R}_L$ – матрицы импедансов на концах линии; $\mathbf{T}_V, \mathbf{T}_I$ – матрицы преобразования мод, которые для двухпроводной линии выглядят следующим образом:

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 1 & 1/2 \\ 1 & -1/2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 1/2 & 1 \\ 1/2 & -1 \end{bmatrix}.$$

Вектор источников изначально падающих мод

$$\mathbf{V}_{0m} = (\mathbf{E} + \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1})^{-1} \mathbf{V}_{Sm},$$

где \mathbf{E} – единичная матрица; \mathbf{Z}_{cm} – матрица характеристических импедансов мод, коэффициенты которой определялись как

$$Z_{cmi} = \sqrt{\frac{L_{mi}}{C_{mi}}}, \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

где L_{mi} и C_{mi} – диагональные матрицы индуктивности и емкости.

Матрица мод коэффициентов отражения

$$\mathbf{\Gamma}_{vm} = (\mathbf{R}_{vm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{R}_{vm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}).$$

Основные выражения для вычисления формы сигнала на ближнем и дальнем концах связанной линии во временной области (нижние индексы c и d введены для обозначения четной и нечетной моды):

$$V_{1,2}(0, t) = V_c(0, t) \pm V_d/2 = \{V_{0c}(t) \pm V_{0d}(t)/2\} + \{ \Gamma_{Ldd} \Gamma_{Scd} \pm \Gamma_{Ldd} (1 + \Gamma_{Sdd}) / 2 \} V_{0d}(t - 2T_d) + \{ \Gamma_{Ldc} \Gamma_{Scd} + \Gamma_{Ldc} (1 + \Gamma_{Sdd}) / 2 \} V_{0c}(t - (T_d - T_c)) + \{ \Gamma_{Lcd} (1 + \Gamma_{Scc}) \pm \Gamma_{Lcd} \Gamma_{Sdc} / 2 \} V_{0d}(t - (T_d + T_c)) + \{ \Gamma_{Lcc} (1 + \Gamma_{Scc}) \pm \Gamma_{Lcc} \Gamma_{Sdc} / 2 \} V_{0c}(t - 2T_c), \quad (1)$$

$$V_{1,2}(l, t) = V_c(l, t) \pm V_d(l, t) / 2 = \{ \Gamma_{Lcd} \pm (1 + \Gamma_{Ldd} / 2) \} V_{0d}(t - T_d) + \{ (1 + \Gamma_{Lcc}) \pm \Gamma_{Ldc} / 2 \} V_{0c}(t - T_c), \quad (2)$$

где T_c и T_d – время распространения мод, которое определяется как произведение погонной задержки соответствующей моды на длину линии.

Второй подход также предложен и разработан для анализа перекрестных наводок в многопроводных линиях передачи и основан на модальном анализе сигнала в частотной области [5]. Полученные аналитические выражения в частотной области для описания передаточных функций по напряжению и току с помощью соответствующих выкладок и обратного преобразования Фурье получены и для временной области. Ниже приведено общее аналитическое выражение для вычисления формы сигнала во временной области для связанной линии («+» для активного и «-» для пассивного проводников):

$$V_{1,2}(x, t) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{P_1} E_1 \left(t - \frac{x}{v_1} \right) \pm \frac{1}{P_2} E_1 \left(t - \frac{x}{v_2} \right) \right] + \frac{1}{2} \left[\frac{P_{L1}}{P_1} E_1 \left(t - \frac{2l-x}{v_1} \right) \pm \frac{P_{L2}}{P_2} E_1 \left(t - \frac{2l-x}{v_2} \right) \right], \quad (3)$$

где E_1 – ЭДС источника; p_{L1}, p_{L2} – элементы матрицы коэффициентов отражения p_{Ln} , которая определяется как

$$p_{Ln} = \frac{Z_L - Z_n}{Z_L + Z_n}, \quad P_n = 1 + \frac{Z_G}{Z_n},$$

где Z_n – матрица характеристического импеданса; Z_L, Z_G – сопротивления в конце и начале линии.

Скорость распространения определяется как

$$v_n = \frac{1}{\tau_n},$$

где τ_n – погонные задержки.

Элементы матрицы Z для двухпроводной линии здесь вычисляются по выражениям:

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_{11} + L_{12}}{C_{11} - C_{12}}}, \quad Z_2 = \sqrt{\frac{L_{11} - L_{12}}{C_{11} + C_{12}}}.$$

Вычисление формы сигнала в конце меандра по аналитическим выражениям

Для вычисления форм сигнала на основе описанных подходов сначала необходимо вычислить матрицы погонных коэффициентов электростатической (C) и электромагнитной (L) индукции. Такое вычисление выполнено методом моментов в системе TALGAT [7]. Вычисленные матрицы C и L :

$$C = \begin{bmatrix} 112,38 & -23,20 \\ -23,20 & 112,38 \end{bmatrix}, \quad \text{пФ/м},$$

$$L = \begin{bmatrix} 339,52 & 69,93 \\ 69,93 & 339,52 \end{bmatrix}, \quad \text{нГн/м}.$$

На основе вычисленных матриц и после соответствующих преобразований (1) примет вид

$$V_2(0,t) = V_{0c}(t) - 0,5V_{0d}(t) + 0,85V_{0c}(t - T_c) + 0,53V_{0d}(t - T_d) - 0,13V_{0c}(t - 2T_c) - 0,03V_{0d}(t - 2T_d), \quad (4)$$

а выражение (3) для подхода [5]:

$$V_{1,2}(x,t) = 0,052E_1(t) + 0,24E_1\left(t - \frac{l}{v_1}\right) + 0,25E_1\left(t - \frac{l}{v_2}\right) - 0,043E_1\left(t - \frac{2l}{v_1}\right) - 0,013E_1\left(t - \frac{2l}{v_2}\right). \quad (5)$$

Рассмотрим более детально описание сигнала по выражению (4). Как было отмечено выше, перекрестная наводка в конце витка начинает распространяться в момент времени, когда в начале витка начинает распространяться основной сигнал, что характеризуется появлением положительного импульса ближней перекрестной наводки, за который отвечают первое и второе слагаемые. Положительный импульс наводки будет длиться до момента прихода основного сигнала при $T_{c,d} = 302$ пс. Третье и четвертое слагаемые (4) описывают основной сигнал, пришедший к концу линии. В момент времени $T_{c,d} = 604$ пс к концу линии приходит отрицательный импульс наводки, который характеризуется пятым и

шестым слагаемыми (4). Для подхода [5] рассуждения аналогичны, однако здесь первое слагаемое отвечает за положительный импульс наводки.

По выражениям (4) и (5) получены формы сигнала в конце витка меандровой линии задержки (рис. 3). Дополнительно для оценки корректности использования методов выполнено вычисление формы сигнала в конце витка модифицированным узловым методом в системе TALGAT. Выходной сигнал представлен последовательностью из трех импульсов: положительного импульса перекрестной наводки, основного сигнала и отрицательного импульса наводки.

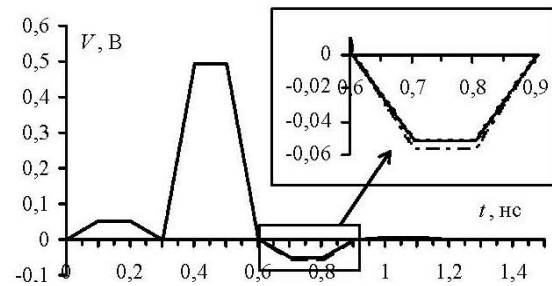


Рис. 3. Результаты оценок форм сигнала в конце витка меандровой линии

Из рис. 3 видно хорошее качественное совпадение результатов: все три формы сигнала, полученные разными подходами, совпадают между собой по форме. Так, перед основным сигналом наблюдается импульс положительной полярности, а после – отрицательной. По существу эти импульсы, в терминологии связанных линий, являются ближней перекрестной наводкой. Между тем нужно отметить количественное несовпадение результатов. Так, амплитуды и формы положительного импульса наводки и основного сигнала полностью совпадают, однако выявлено несовпадение амплитуды отрицательного импульса наводки. В таблицу сведены модули максимальной амплитуды положительного ($V1$) и отрицательного ($V3$) импульсов наводки и импульса основного сигнала ($V2$).

Параметры сигнала на выходе витка

Подход	$V1$, мВ	$V2$, мВ	$V3$, мВ
[4]	52	490	51,1
[5]	52	490	56,9
[6]	52	490	51,1

Как видно из рис. 3 и таблицы, несовпадение наблюдается только для отрицательного импульса наводки, различие амплитуд составляет 11,35%. Таким образом, нужно отметить, что результаты аналитического вычисления амплитуды СКИ в конце витка меандровой линии подходом [4] полностью совпадают с результатами вычислений, полученными в TALGAT. Несовпадение амплитуд первого и второго аналитических методов может быть вызвано чувствительностью решения к недостаточно точному вычислению матриц первичных погонных параметров из-за округлений, которые использованы для аналитических оценок.

Заключение

Выполнена разработка аналитических выражений для быстрой оценки формы и амплитуды СКИ в витке меандровой линии задержки. Для этого рассмотрены две известные модели для анализа перекрестных наводок в связанных линиях передачи. Дополнительно выполнено моделирование формы сигнала в конце витка меандровой линии в системе TALGAT. В результате оценок, выполненных на основе аналитических выражений и моделирования, выявлено хорошее качественное совпадение результатов расчета: все три сигнала, полученные разными методами, совпадают между собой по форме. Также выявлено количественное несовпадение по амплитуде отрицательного импульса перекрестной наводки на выходе витка меандровой линии до 11,35%. Сделано предположение о причинах несовпадения результатов вычислений.

Разработка моделей выполнена в рамках государственного задания № 8.9562.2017/БЧ Минобрнауки России. Моделирование выполнено за счет гранта РФФИ №18-37-00339 в ТУСУРе.

Литература

1. Петкай О. Защита объектов топливно-энергетического комплекса от угроз электромагнитного воздействия / О. Петкай, А. Тарабцев, А. Дерябин и др. // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. – 2014. – № 2 (6). – С. 74–76.
2. Surovtsev R.S. Possibility of Protection Against UWB Pulses Based on a Turn of a Meander Microstrip Line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A.M. Zabolotsky // IEEE Transac-

tions on Electromagnetic Compatibility. – 2017. – Vol. 58, No. 6. – P. 1864–1871.

3. Сердюк Е.А. Обзор методов и подходов к моделированию меандровых линий задержки / Е.А. Сердюк, А.В. Носов // Научная сессия ТУСУР–2018: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – 2018. – Т. 2. – С. 144–147.

4. Park S. Analytical Approach for Crosstalk Characterization of Multiconductor Transmission Lines Using Mode Decomposition Technique in the Time Domain / S. Park, F. Xiao, Y. Kami // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2010. – Vol. 52, No. 2. – P. 436–446.

5. You H. Crosstalk analysis of interconnection lines and Packages in High-speed integrated circuits / H. You, M. Soma // IEEE Transactions On Circuits And Systems. – 1990. – Vol. 37. – P. 1019–1026.

6. Суровцев Р.С. Распространение импульса в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением без искажений его формы перекрестными наводками / Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 4(34). – С. 36–40.

7. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

Сердюк Екатерина Анатольевна

Магистрант каф. ТУ ТУСУРа

Эл. почта: serduk.10@mail.ru

Суровцев Роман Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ ТУСУРа

Эл. почта: surovts@yandex.ru

УДК 621.3.091.1

А.В. Демаков, М.А. Зуева

Обзор экранирующих материалов

Выполнен обзор современных материалов и структур на их основе, применяемых при экранировании электромагнитных полей (ЭМП). Описаны механизмы, обеспечивающие экранирование ЭМП материалами. Приведены особенности экранирующих диэлектрических структур и композитных материалов, различающихся механизмом поглощения энергии ЭМП и химическим составом.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, экранирование, электромагнитные воздействия, композитные материалы.

Тенденции миниатюризации радиоэлектронных средств и освоение новых частотных диапазонов приводят к обострению проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС). Для защиты блоков и узлов радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) от внешних и внутренних электромагнитных воздействий применяется электромагнитное экранирование [1]. В качестве материала при разработке экранов применяются металлы и их сплавы, которые постепенно заменяются на полимерные композиты, позволяющие уменьшить массу и повысить помехозащищенность РЭА, что является критичным для авиационной и

бортовой РЭА космических аппаратов [2]. На текущий момент разрабатываются экранирующие конструкции на основе проводящих и диэлектрических материалов, а также композитных полимерных материалов, позволяющих в широком диапазоне частот (до 100 ГГц) рассеивать электромагнитные волны (ЭМВ) и обладающих дополнительными свойствами для определенных условий эксплуатации (негорючесть, гидрофобность) [3]. Цель данной работы – представить обзор современных материалов и структур на их основе, применяемых при экранировании электромагнитных полей.

Свойства композитных экранирующих материалов

Количественной мерой экранирования материала является эффективность экранирования (ЭЭ), выражаемая в децибелах и являющаяся мерой радиопрозрачности материала для падающей ЭМВ в рабочем диапазоне частот. ЭЭ определяется через количественную меру затухания ЭМВ, распространяющейся через плоский экран из исследуемого материала:

$$\text{ЭЭ} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_i}{P_o} \right), \quad (1)$$

где P_i – мощность падающей на экран ЭМВ, P_o – мощность ЭМВ, прошедшей через экран.

Радиопоглощающие материалы (РПМ) характеризуются структурной неоднородностью, диэлектрическими и магнитными потерями, что приводит к рассеянию энергии ЭМВ при ее распространении через РПМ. При поглощении энергии ЭМВ рассеивается в виде тепловой энергии, увеличивая температурный градиент РПМ [4]. Также потери обуславливаются отражениями от поверхности материала (рис. 1).

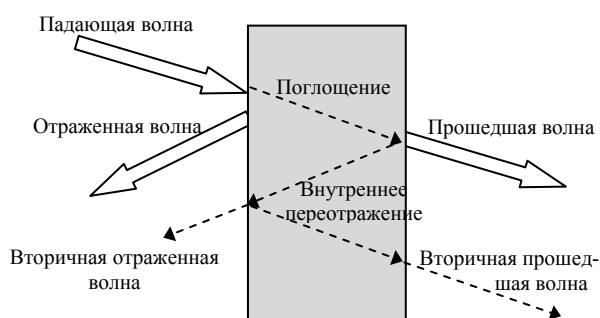


Рис. 1. Распространение ЭМВ через экранирующий материал

Для монолитных изотропных материалов оценка коэффициента поглощения A может быть выполнена на основе измерений коэффициента пропускания T и коэффициента отражения R :

$$A = 1 - R - T. \quad (2)$$

Для большинства экранирующих материалов (особенно для композитных и пористых) поглощающие свойства обеспечиваются за счет затухания от переотражений ЭМВ внутри материала. Для материалов с высокой проводимостью преобладает механизм потерь за счет отражений.

Если импеданс среды распространения ЭМВ не равен импедансу экранирующего материала, то происходит частичное отражение волны от поверхности экрана. При проникновении ЭМВ внутрь экрана происходит ее полное или частичное поглощение. Согласно [5] потерями на многократное отражение можно пренебречь, если их уровень составляет менее 10 дБ.

Диэлектрические экранирующие материалы

Интерференционные РПМ состоят из чередующихся диэлектрических и проводящих слоев, в ко-

торых происходит фазовый сдвиг ЭМВ при отражении от электропроводящих слоёв, что приводит к компенсации падающих и отраженных ЭМВ. При этом данные материалы характеризуются достаточно узким рабочим диапазоном частот [6].

Градиентные РПМ диэлектрического типа имеют многослойную структуру с плавным изменением диэлектрической проницаемости по глубине материала [7]. Под действием внешнего ЭМП в функциональных частицах диэлектрического типа протекает электрический ток, который затухает за счет собственного сопротивления частиц, а также переориентации возбужденных частиц наполнителя (диполей) по отношению к направлению вектора напряженности ЭМП, что приводит к переходу его энергии в тепловую.

Преимуществом градиентных материалов по сравнению с многослойными структурами является отсутствие отражений на границах между слоями. Внешний (входной или согласующий) слой изготавливают из диэлектрического материала с большим содержанием воздушных пор (например, пенопласт) с диэлектрической проницаемостью, близкой к единице. Остальные поглощающие слои изготавливают из диэлектриков с высокой диэлектрической проницаемостью с поглощающим проводящим наполнителем диэлектрического типа. Ранее в качестве таких наполнителей использовалась электропроводящая сажа, однако на данный момент широко используется наполнитель из углеродных волокон, посредством которых добиваются требуемых электрических характеристик материала [8].

Также к градиентным РПМ относят материалы с рельефной внешней поверхностью, образуемой выступами в виде конусов или пирамид. Такая форма РПМ обеспечивает многократное переотражение ЭМВ, что приводит к поглощению энергии ЭМВ и уменьшению коэффициента отражения [9].

Композитные экранирующие материалы

Для изменения электрических и механических характеристик полимеров прибегают к их армированию наполнителями, что приводит к созданию композитного материала со свойствами, отличающимися от свойств каждого из его составляющих. Большинство современных полимеров являются изоляторами, но также синтезируются полимеры, характеризующиеся высоким значением проводимости (например, полианилин, полипиррол и др.), что позволяет использовать их для создания композитных экранирующих материалов.

Широкое применение получили композитные материалы магнитного типа, в которых в качестве наполнителя используются ферромагнитные и ферритовые порошки разных составов и морфологии на основе железа, никеля и кобальта. При взаимодействии ЭМВ с наполнителем магнитного типа происходит переориентация магнитных областей (доменов) в зависимости от вектора напряженности магнитного поля. Наряду с этим для магнитного наполнителя характерен другой вид потерь, связанный с появле-

нием затухающих вихревых токов при действии на частицы внешнего магнитного поля. Такие материалы по сравнению с материалами диэлектрического типа обладают меньшей толщиной, что позволяет применять их в качестве покрытий. Для изготовления данного типа экранирующих материалов распространение получили барьерные гексагональные ферриты. В данных композитах затухание ЭМВ обеспечивается за счет естественного ферромагнитного резонанса, частота которого может регулироваться путем легирования ферритов металлами [10].

Для получения экранов с малыми значениями плотности материала (порядка 900–1000 кг/м³) прибегают к синтезу пористых композитных материалов. Синтактовые пористые материалы представляют собой легкие композитные материалы с полыми частицами, диспергированными в матрице [11]. Известно, что увеличение электропроводности материала приводит к увеличению его ЭЭ, что на практике может быть реализовано путем добавления в композит полых проводящих частиц либо путем добавления дополнительного наполнителя с высоким значением проводимости. Синтез полых проводящих частиц может быть выполнен посредством химического синтеза микросфер с проводящим покрытием и последующим удалением внутренней органической матрицы, либо путем нанесения проводящего покрытия осаждением из паров [12]. Использование дополнительного проводящего наполнителя рассмотрено в работе [13] на примере синтактового материала на основе фенольной смолы с добавлением углеродного нановолокна. Показано, что с ростом весового содержания углеродного нановолокна от массы материала ЭЭ увеличивается, а потери на отражения ЭМВ становятся определяющим механизмом экранирования.

Вспененные материалы также представляют интерес при экранировании электромагнитных помех. Для снижения вязкости полимеров применяется порофор, который предотвращает агрегацию волокон и увеличивает дисперсию наполнителя, что позволяет снизить порог электрической перколяции и упростить обработку материала [14]. Также разрабатываются углеродные пенополимерные композиты, армированные металлами. Так, в работе [15] продемонстрирован принцип синтеза углеродного пенополимера с наночастицами никеля размером 50–100 нм, что обеспечивает ЭЭ = 45 дБ на частоте 13,3 ГГц при толщине экрана 2 мм. Также разрабатываются композиты на основе углеродного пенополимера, армированного нановолокнами карбида кремния с объемной долей нановолокон 20% от общего объема материала. ЭЭ полученного материала составила 46 дБ на частоте 8,2 ГГц [16].

Экранирование ЭМП в широком диапазоне частот обеспечивают экраны, представляющие собой комбинацию поглотителей различных типов [8]. Так, в работе [17] исследован многослойный композитный экранирующий материал с примесью аморфных магнитных микропроводов со стеклянным покрытием,

каждый слой которого позволяет избирательно экранировать энергию ЭМВ в определенном диапазоне частот. Регулировка диапазона поглощения производится путем изменения длин микропроводов. Результаты измерений ЭЭ в диапазоне частот от 0,8 до 1,5 ГГц из двух слоев составила 4–9,5 дБ, из 14 слоев – 18–33 дБ и из 28 слоев – 36–48 дБ.

За счет поглощения энергии ЭМВ температура экрана увеличивается, в связи с чем необходимо учитывать влияние температуры на характеристики композитных экранов. Результаты исследования влияния температуры на экранирующие свойства графеносодержащего термопластичного полиуретанового композита представлены в [18]. Показано, что в диапазоне частот 25 кГц – 5 МГц значения проводимости и диэлектрической проницаемости остаются неизменными в интервале температур 308–383 К, но при нагреве до 423 К ЭЭ увеличивается на 10 дБ за счет роста проводимости и увеличения потерь на отражение ЭМВ. При этом мало исследованы температурные зависимости характеристик экранирующих композитов в диапазоне высоких и сверхвысоких частот, что является предметом будущих исследований.

Заключение

В данной работе приведен обзор современных композитных материалов, используемых в составе экранирующих конструкций РЭА. Приведено описание различных экранирующих материалов по их составу и механизму поглощения энергии ЭМП.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-38-00619.

Литература

1. Князев А.Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.
2. Комнатнов М.Е. Моделирование эффективности экранирования металлической пластиной для бортовой аппаратуры космического аппарата / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов, А.С. Дементьев // Доклады ТУСУР. – 2011. – №2(24), ч. 1. – С. 133–136.
3. Банный В.А. Применение полимерных радиопоглощающих материалов в решении проблемы электромагнитной безопасности / В.А. Банный, В.А. Игнатенко // Проблемы здоровья и экологии. – 2016. – № 3. – С. 9–13.
4. Clark D.E. Processing materials with microwave energy / D.E. Clark, D.C. Folz, J.K. West // Materials Science and Engineering: A. – 2000. – Vol. 287, № 2. – P. 153–158.
5. Gonschorek K.-H. Electromagnetic Compatibility for Device Design and System Integration / K.-H. Gonschorek, R. Vick. – Berlin: Springer, 2009. – 467 p.
6. Grimes C.A. A brief discussion of EMI shielding materials / C.A. Grimes, D.M. Grimes // Proc. IEEE Aero-space Applications Conference Digest. – 1993. – P. 217–226.
7. Gaoui B. Enhancement of the shielding effectiveness of multilayer materials by gradient thickness in the stacked layers / B. Gaoui, A. Hadjadj, M. Kiouss // Journal of Materials Science: Materials in Electronics. – 2017. – Vol. 28, № 15. – P. 11292–11299.
8. Латыпова А.Ф. Анализ перспективных радиопоглощающих материалов / А.Ф. Латыпова, Ю.Е. Калинин //

Вестник Воронеж. гос. техн. ун-та. – 2012. – Т. 8, №6. – С. 70–76.

9. Aoyagi T. Effects of incident directions on reflection coefficients of pyramidal electromagnetic wave absorber / T. Aoyagi, H. Kurihara, K. Takizawa, Y. Hirai // Proc. Int. Symp. Electromagn. Compat. (EMC). – 2014. – P. 278–281.

10. Li B.-W. Enhanced microwave absorption in nickel/hexagonal-ferrite/polymer composites / B.-W. Li, Y. Shen, Z.-X. Yue, C.-W. Nan // Applied Physics Letters. – 2006. – Vol. 89, №13.

11. Gupta N. Reinforced polymer matrix syntactic foams: effect of nano and micro-scale reinforcement / N. Gupta, D. Pinisetty, V.C. Shunmugasamy. – Berlin: Springer, 2013. – 80 p.

12. Xie X. Synthesis and characterization of multilayer core-shell structure hollow spheres with low density, favorable magnetic and conductive properties / X. Xie, Y. Wu, Y. Kong, Z. Zhang, X. Zhou // Colloids and surfaces. – 2012. – Vol. 408. – P. 104–113.

13. Zhang L. Effect of carbon nanofiber reinforcement on electromagnetic interference shielding effectiveness of syntactic foam / L. Zhang, L.B. Wang, K.Y. See, J. Ma // Journal of Material Science. – 2013. – Vol. 48, № 21. – P. 7757–7763.

14. Pegel S. Dispersion, agglomeration, and network formation of multiwalled carbon nano-tubes in polycarbonate melts / S. Pegel, P. Potschke, G. Petzold et al. // Polymer. – 2008. – Vol. 49, № 4. – P. 974–984.

15. Zhao H.-B. Excellent electromagnetic absorption capability of Ni/Carbon based conductive and magnetic foams synthesized via a green one pot route / H.-B. Zhao, Z.-B. Fu, H.B. Chen et al. // ACS Applied Materials and Interfaces. – 2016. – Vol. 8, № 2. – P. 1468–1477.

16. Farhan S. Electromagnetic interference shielding effectiveness of carbon foam containing in situ grown silicon carbide nanowires / S. Farhan, R. Wang, K. Li // Ceramics International. – 2016. – Vol. 42, № 9. – P. 11330–11340.

17. Ababei G. Omni-directional selective shielding multilayered material for high frequency radiation / G. Ababei, V. David, V. Dafinescu et al. // IEEE Trans. on Magnetics. – 2012. – Vol. 48, № 11. – P. 4309–4312.

18. Jan R. Estimating EMI shielding effectiveness of graphene-polymer composites at elevated temperatures / R. Jan, A. Saboor, A.N. Khan, I. Ahmad // Material Research Express. – 2017. – Vol. 4, № 8. – P. 1–8.

Демаков Александр Витальевич

Инж. каф. ТУ ТУСУРа

Эл. почта: vandervals@inbox.ru

Зуева Мария Александровна

Инж. НИЛ «БЭМС РЭС» ТУСУРа

Эл. почта: zueva_ria@mail.ru

УДК 621.396.41

Ш.В. Куулар, Р.Р. Хажибеков, Е.Б. Черникова

Моделирование модального фильтра для защиты входных цепей пикосекундного локатора

Предложено использование модальной фильтрации для защиты входных цепей пикосекундного локатора. Выполнена параметрическая оптимизация трех структур модальных фильтров (МФ) генетическими алгоритмами. Представлены структуры МФ с прямоугольным вырезом, обладающие увеличенным значением коэффициента передачи в полосе пропускания.

Ключевые слова: модальный фильтр, пикосекундный локатор, оптимизация, коэффициент передачи, резонансная частота.

В современной радиолокации одной из актуальных проблем является борьба с пассивными помехами, связанными с отражениями. Они могут привести к подавлению полезных сигналов и насыщению приемного тракта локатора. В настоящее время для защиты локаторов широко используется схема на основе диодов [1]. Недостаток ее в том, что с повышением уровня входного сигнала данная схема защиты входит в режим ограничения и информация о объектах вблизи теряется. Предлагаются устройства защиты на основе модальной фильтрации, которые не обладают этим недостатком [2]. Кроме того, модальные фильтры (МФ) обеспечивают защиту в пикосекундном диапазоне работы локатора.

Для нормального функционирования в системах радиолокации МФ должен соответствовать следующим требованиям: иметь волновое сопротивление

50 Ом, плоскую характеристику в полосе пропускания, чтобы снизить влияние на полезный сигнал, и значение резонансной частоты должно быть небольшим для приемлемой разности задержек мод. Таким образом, целью данной работы является исследование структур МФ для защиты входных цепей пикосекундного локатора.

Квазистатическое моделирование

Исследовались поперечные сечения структур МФ (рис. 1, а–в), которые могут быть пригодны для защиты в пикосекундном диапазоне [3]. Однако для нормального функционирования, МФ в системах радиолокации должен соответствовать следующим требованиям: иметь волновое сопротивление 50 Ом для согласования входных цепей локаторов и МФ, плоскую характеристику в полосе пропускания, чтобы снизить влияние МФ на полезный сигнал ПЛ,

и резонансная частота должна оставаться неизменной для сохранения значения разности задержек мод. Выполнялась многокритериальная оптимизация с помощью генетического алгоритма для улучшения характеристик МФ по двум критериям:

1. Сохранение резонансной частоты $f_p = 1$ ГГц.
2. Обеспечение волнового сопротивления 50 Ом.

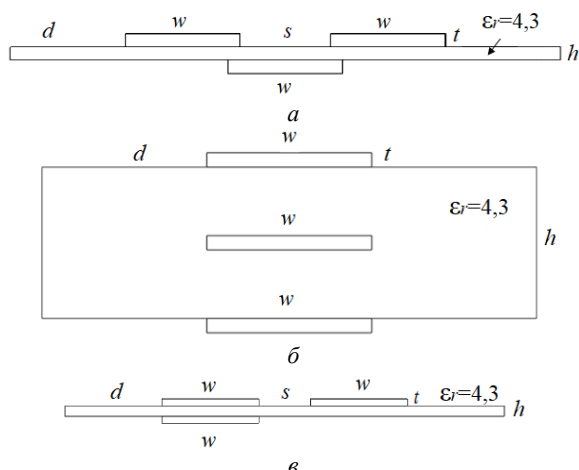


Рис. 1. Поперечные сечения двухпроводных МФ: с боковой связью (а), зеркально-симметричного (б), асимметричного (в)

Оптимизировались параметры: ширина проводников w , расстояние между проводниками s , толщина подложки h в диапазоне 100–2000 мкм. Толщина проводника $t = 105$ мкм, также, как и значение диэлектрической проницаемости диэлектрика $\epsilon_r = 4,3$ не менялось при оптимизации. Для достижения первого критерия необходимо соблюдение разности временных задержек импульсов разложения равной 0,5 нс. Данное значение получилось исходя из формулы зависимости f_p и $\Delta\tau$ в МФ (1). При такой формулировке критерия нет необходимости вычислять затратный по времени частотный отклик:

$$f = \frac{1}{l \cdot 2\Delta\tau}, \quad (1)$$

где f_p – частота первого нуля; l – длина линии; $\Delta\tau$ – разность между импульсами разложения.

Формулировка многокритериальной целевой функции (F) подразумевает приведение отдельных критериев к одной задаче минимизации или максимизации [4], поэтому целевая функция по первому критерию имеет вид

$$F_1 = |\Delta\tau - 0,5 \cdot 10^{-9}| \rightarrow \min, \quad (2)$$

Второй критерий сводится к минимизации разности волнового сопротивления линии и значения 50 Ом:

$$F_2 = |Z_c - 50| \rightarrow \min. \quad (3)$$

Формулировка общей целевой функции для оптимизации по нескольким критериям представлена как

$$F = F_1 + F_2. \quad (4)$$

Параметры ГА выбирались следующими: число особей – 50, количество поколений – 100; коэффициент мутации – 0,1, коэффициент кроссовера – 0,5.

Результаты оптимизации сведены в табл. 1. Выполнено моделирование амплитудно-частотных характеристик, полученных на основе данных из табл. 1. При этом для каждой структуры были подобраны значения длины линии l м для обеспечения частоты первого нуля, равного 1 ГГц. Вычисление параметров линий и форм сигнала выполнялось в системе TALGAT [5]. Значения сопротивлений $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 50$ Ом. Потери в проводниках и диэлектриках учтены. Принципиальная электрическая схема МФ представлена на рис. 2.

Таблица 1

Результаты оптимизации								
Структура	s , мкм	w , мкм	h , мкм	l , м	t , мкм	ϵ_r	$\Delta\tau$, нс/м	Z_c , Ом
1	200	1000	290	0,45	105	4,3	1,1	52
2	–	1200	500	0,65	105	4,3	0,73	49,8
3	800	1500	160	0,18	105	4,3	2,77	51

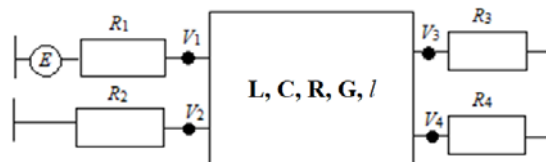


Рис. 2. Принципиальная схема МФ

Амплитудно-частотные характеристики исследуемых структур МФ приведены на рис. 3. Частотная характеристика всех исследуемых структур МФ имеет частоту первого нуля $f_p = 1$ ГГц. Однако структуры МФ не обеспечивают плоскую характеристику в полосе пропускания.

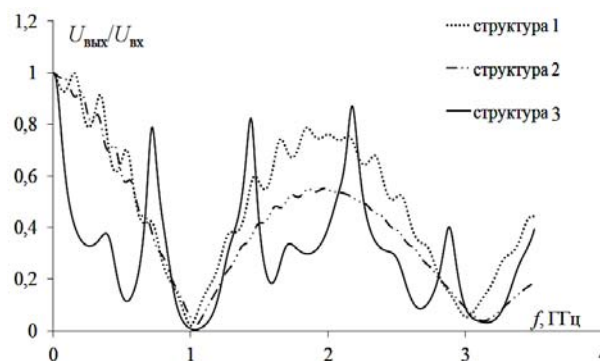


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики исследуемых структур МФ

Электродинамическое моделирование МФ с прямоугольным вырезом

Оптимизация квазистатическим подходом не позволила получить более плоскую характеристику в полосе пропускания. Было предложено реализовать активный и пассивный проводник в виде плоского конденсатора [6]. Для реализации такой структуры добавлен прямоугольный вырез в центр проводника. Вырез выступает в роли дополнительного LC-звена, позволяющего увеличить коэффициент

передачи в полосе пропускания, а также увеличить крутизну спада частотной характеристики. Длина выреза выбрана равной $1/3$ длины проводника, а ширина – как $2/3$ ширины проводника.

Для моделирования таких структур выбран электродинамический подход. Для сравнения получены частотные зависимости $|S_{21}|$ исследуемых структур без выреза (рис. 4) и с вырезом (рис. 5). Результаты моделирования структур сведены в табл. 2.

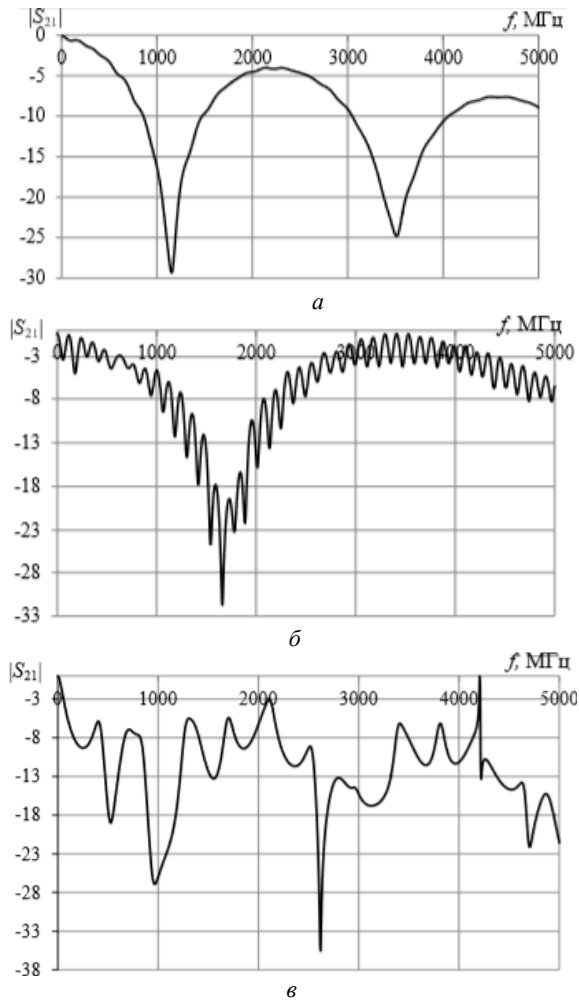


Рис. 4. $|S_{21}|$ МФ с боковой связью (а); зеркально-симметричного (б); асимметричного (в) без вырезов в проводниках

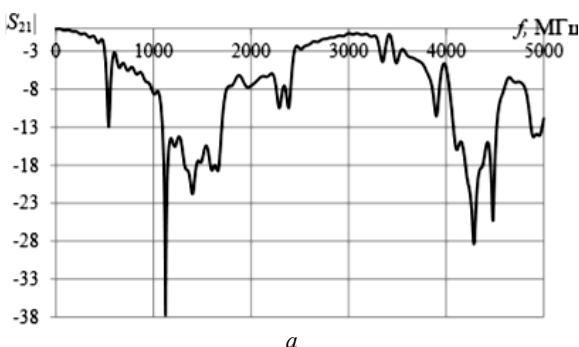


Рис. 5 (начало)

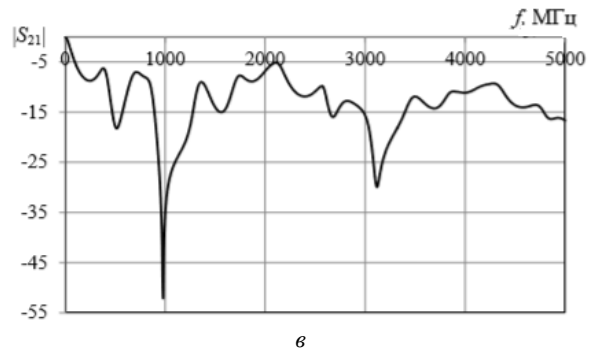
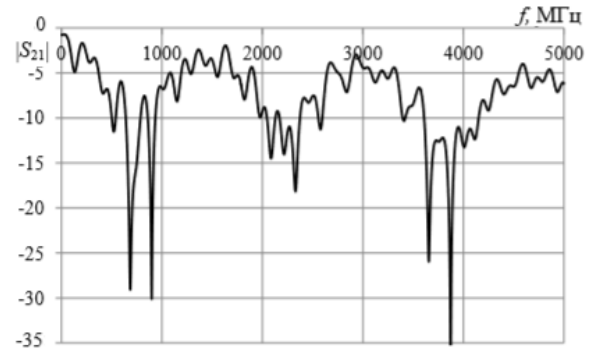


Рис. 5 (окончание). $|S_{21}|$ МФ МФ с боковой связью (а), зеркально-симметричного (б), асимметричного (в) с вырезом в проводниках

Таблица 2

Результаты оптимизации

Структура	Без выреза			С вырезом		
	Уровень -1 дБ S_{21} , МГц	f_p , МГц	Полоса пропускания, МГц	Уровень -1 дБ S_{21} , МГц	f_p , МГц	Полоса пропускания, МГц
1	225	755	476	314	670	651
2	215	930	201	225	839	352
3	40	70	65	45	79	75

Заключение

Для защиты входных цепей пикосекундного локатора предложены структуры МФ. Выполненная оптимизация трех структур МФ генетическим алгоритмом не позволила увеличить коэффициент передачи в полосе пропускания при неизменной резонансной частоте. Было показано, что решение данной задачи возможно путем добавления прямоугольного выреза в активный и пассивный проводники. Однако для получения требуемой характеристики требуются дополнительные исследования.

Исследование выполнено при поддержке гранта Президента Российской Федерации MD-365.2018.8.

Литература

1. Куулар Ш.В. Моделирование модального фильтра для защиты входных цепей пикосекундного локатора.: выпускная квалификационная работа. – Томск, 2018. – 58 с.
2. Заблоцкий А.М. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заблоцкий // Технологии электромагнитной совместимости. – 2006. – №4. – С. 40–44.

3. Заболоцкий А.М. Модели, алгоритмы, методики, технологии и устройства для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.04. – Томск, 2016. – С. 358.

4. Belousov A.O. Multicriteria optimization of four-conductor modal filter by genetic algorithms / A.O. Belousov, T.T. Gazizov, T.R. Gazizov // 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). – Russia, Novosibirsk. Sep 18–22, 2017. – P. 445–448.

5. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

6. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ: учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов. – М.: Высш. шк., 1988. – 280 с.

Куулар Шончалай Валерьевна
Магистрант каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: kuular-1996.@inbox.ru

Хажибеков Роман Русланович
Аспирант каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: r300994@mail.ru

Черникова Евгения Борисовна
Магистрант каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: chiernikova96@mail.ru

УДК 621.316.93

В.Н. Башкиров, Е.С. Волкова, В.А. Скворцов, В.С. Шабалов

Выбор испытательных параметров при оценке устройств АСУ по ЭМС

Рассмотрены методы защиты линий связи и самих устройств автоматизированных систем управления. Представлены основные параметры линий связи и интерфейсов RS-232 и RS-485. Предложены кабели для использования в линиях связи для АСУ. Рассмотрен ГОСТ, определяющий основные параметры типовых импульсных воздействий и методику испытаний. Предложены фильтр для защиты линий связи и устройств АСУ и методы защиты для длинных линий связи.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, интерфейс RS-232, фильтр, линии связи, помехи.

Исследования по электромагнитной совместимости (ЭМС) устройств проводятся не только для обеспечения минимальных помехоэмиссий от этих устройств, но и для обеспечения их стойкости к электромагнитным помехам и внешним воздействиям, особенно к помехам большой энергии по цепям питания и по линиям связи.

Разработка программ и методик проведения испытаний является сложной задачей. Как правило, требуется знать, какие конкретно методы и оборудование применяются для проведения тех или иных испытаний по ЭМС, при этом нужно иметь достаточно полное представление об объекте испытаний, знать его технические характеристики и режимы функционирования. Все это необходимо для правильного выбора испытательных значений воздействующих напряжений и обеспечения стойкости к ним, что и является целью этой работы.

К проблеме помехозащищенности систем промышленной автоматики следует относиться с особым вниманием, поскольку неправильный выбор схемы подключения или разводки кабелей, системы заземления и экранирования может обесценить достоинства интеллектуальной части системы.

Линия связи для объединения устройств в АСУ представляет собой распределенную длинную линию, которая, как линия передачи, обладает продольным размером. Но если ее физическая длина превышает длину волны сигнала, распространяюще-

гося в ней, а поперечные размеры (например, расстояние между проводниками, образующими линию) значительно меньше длины волны, то в этой линии могут возникнуть как стоячие, так и отраженные и поперечные волны, что может привести к потере информации. Сама по себе длинная линия является системой с распределенными параметрами, так как каждый элемент её длины обладает одновременно некоторыми значениями индуктивности L и активного сопротивления R проводов, а также взаимной ёмкостью C и проводимостью G между проводниками [1].

Для согласования информационных потоков с линиями связи и для блокирования нежелательных процессов в линиях передачи данных разработаны стандарты и устройства передачи информационных потоков. В основном в системах передачи данных используются стандарты RS-485 и RS-232, а также соответствующие им соединительные кабели и интерфейсные блоки.

Основные характеристики интерфейса RS-485:

– максимальная длина одного сегмента сети 1200 м;

– выходной каскад должен выдерживать режим короткого замыкания и иметь максимальный выходной ток 250 мА;

– входной каскад представляет собой дифференциальный вход с высоким входным сопротивлением и пороговой характеристикой от -200 мВ до $+200$ мВ;

– допустимый диапазон входных напряжений относительно земли от -7 до $+12$ В [3].

Остальные параметры интерфейса также приведены в таблице.

Электрические параметры интерфейса RS-485

Параметр	Условие	Мин.	Макс.	Единица измерения
Выходное напряжение передатчика с нагрузкой	$R_{\text{нагр}} = 54 \text{ Ом}$	1,5 –1,5	5–5	В
Ток КЗ передатчика	КЗ выхода на источник питания $+12$ В или на -7 В	–	± 250	мА
Длительность переднего фронта импульсов передатчика	$R_{\text{нагр}} = 54 \text{ Ом}$ $C_{\text{нагр}} = 50 \text{ пФ}$	–	30	% от ширины импульса
Синфазное напряжение на выходе передатчика	$R_{\text{нагр}} = 54 \text{ Ом}$	–1	3	В
Чувствительность приемника	При синфазном напряжении от -7 до $+12$ В	–	± 200	мВ
Синфазное напряжение на входе приемника		-7	$+12$	В
Входное сопротивление приемника		12	–	кОм
Максимальная скорость передачи	Кабель длиной: 12 м, 1200 м	10 100	–	Мбит/с Кбит/с

Длина кабеля влияет на максимальную скорость передачи информации. Более длинный кабель имеет большую емкость и соответственно для обеспечения надежной передачи в линии связи устанавливается более низкая скорость. Большая емкость приводит к тому, что изменение напряжения на одном сигнальном проводе может передаться на другой смежный сигнальный провод.

Интерфейс RS-232 обеспечивает передачу данных и некоторых специальных сигналов между терминалом и коммуникационным устройством на расстоянии до 15 м.

Для обеспечения связи элементов АСУ используют специальные кабели, а информация обрабатывается по стандартному алгоритму в соответствии с выбранным интерфейсом. Передатчик интерфейсного блока преобразует входной сигнал в сигнал для кабеля УТР категории 5 или выше (используемых для прокладки компьютерных сетей), а приёмник, на другом конце линии связи осуществляет обратное преобразование.

Уровни возможных импульсных воздействий на кабельные линии и устройства АСУ в основном определяются электромагнитной обстановкой и областью ее использования. Параметры испытательных воздействий регламентируются соответствующими стандартами. Требования по устойчивости к таким воздействиям установлены в настоящем стандарте

так, чтобы обеспечить приемлемый уровень работоспособности технических средств (ТС), применяемых в промышленных зонах. Установленные требования, однако, не касаются случаев, которые с малой вероятностью могут иметь место в условиях применения ТС. При проведении испытаний воздействия подаются на линии связи по двум схемам «провод – земля» и «провод – провод». Длительность фронта импульса/длительность импульса $1,2/50$ мкс, амплитуда импульсов ± 1 кВ. Приведенные параметры импульсных воздействий применяют для входных портов, длина подключаемых кабелей которых, в соответствии с техническими документами на ТС конкретного типа, может превышать 30 м [2].

Из изложенного следует, что такому испытанию подлежат только те порты и линии связи, которые соответствуют указанным значениям, а интерфейсы и линии связи, которые не попадают под эти требования, могут использоваться без дополнительных защитных средств (это кабели УТР любой категории длиной менее 30 м и интерфейсы стандарта RS-232).

В системах, где длина кабеля превышает 30 м, предпочтительно использование кабелей категории 7. Они по своей конструкции содержат экранирующие оплетки, которые являются средством защиты линий связи от электрических полей высокой энергии. В отдельных случаях возможно использование кабелей 5-й и 6-й категорий при их размещении в экранирующих коробах.

В ТС, которые подвергаются импульсному воздействию высокой энергии, часто используют помехоподавляющие фильтры, которые позволяют снизить кондуктивные помехи как от внешних, так и от внутренних источников. Выбор необходимого типа фильтра зависит от электрических характеристик системы, в которую он устанавливается, требований по эффективности подавления помех, а также требований, определённых конструкцией, условиями эксплуатации и параметрами используемых компонентов.

Основной задачей этих фильтров является обеспечение предельно допустимых значений воздействий напряжений импульсных помех высокой энергии, которые могут воздействовать на систему в соответствии с областью ее использования. Основными местами таких воздействий являются линии связи и интерфейсные узлы, а их предельные параметры являются определяющими.

К основным параметрам следует отнести максимальное рабочее напряжение проводников информационного кабеля и предельный ток информационной жилы. В интерфейсных устройствах определяющими характеристиками являются их стойкость к импульсным воздействиям по входным и выходным цепям. Как правило, эти параметры обеспечиваются специальными защитными цепями, при этом следует иметь в виду, что энергия импульса может достигать значений от 10 до 400 Дж.

Импульсное воздействие может действовать как на приемник, так и на передатчик. В связи с этим защитные фильтры должны располагаться по линии связи: на выходе передатчика и на входе приемника.

Передатчик интерфейса на выходе имеет сопротивление 54 Ом, и максимальное напряжение составляет ± 5 В, в связи с этим ток от импульсного воздействия не должен превышать 93 мА.

Приемник интерфейса на входе обладает сопротивлением 12 кОм, а максимальное напряжение 12 В, поэтому ток от импульсного воздействия на входе не должен превышать 1 мА.

Поэтому фильтры Ф1 и Ф2 должны быть различны по параметрам, чтобы эффективно снижать амплитуду воздействия как для приемника, так и для передатчика (рис. 1).

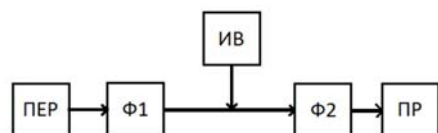


Рис. 1. Структурная схема кабельной линии

Представленный в работе подход к определению параметров защитных фильтров на базе параметров интерфейсных узлов позволяет обеспечить высокую надежность работы систем АСУ в промышленных условиях.

УДК 621.3.049.75

В.Р. Шарафутдинов

Разработка перспективных устройств с учетом электромагнитной совместимости

Разработаны жгутовой монтаж имитатора блока коррекции, печатная плата и лицевая панель устройства контроля напряжения и тока, печатные платы цифрового модуля управления. Проведена разработка устройства контроля напряжения и тока и цифрового модуля управления. Составлены комплекты конструкторской документации.

Ключевые слова: цифровой модуль управления, устройство контроля напряжения и тока, жгутовой монтаж, печатная плата, электромагнитная совместимость, перспективные устройства.

Анализ причин ложных срабатываний и отказов в процессе настройки и эксплуатации современных радиоэлектронных устройств показывает, как правило, недостаточность обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС). Определенные мероприятия, направленные на борьбу с электромагнитными помехами в радиоэлектронных приборах, всегда актуальны и ведут к увеличению вероятности их безотказной работы. Полезно рассмотреть подобные мероприятия на разных примерах разработки перспективных устройств современной радиоэлектронной аппаратуры с учетом ЭМС.

Цель работы – представить разработку жгутового монтажа имитатора блока коррекции, устройства контроля напряжения и тока, цифрового модуля управления с учетом ЭМС.

Литература

1. Антенный словарь [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://pandia.ru/text/77/137/168.php> (дата обращения: 25.02.2018).
2. ГОСТ 51317.4.5–99. Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии.
3. Технические характеристики интерфейса RS-485 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.wikiplanet.click/encyclopedia/ru/RS-485> (дата обращения: 02.03.2018).

Башкиров Вячеслав Николаевич

Вед. электроник каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: bvn@ie.tusur.ru

Волкова Екатерина Сергеевна

Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: esv_12@bk.ru

Скворцов Виталий Александрович

Канд. техн. наук, доцент каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: sva@ie.tusur.ru

Шабалов Вячеслав Сергеевич

Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа

Эл. почта: svsj@bk.ru

Имитатор блока коррекции

Имитатор блока коррекции входит в состав контрольно-проверочного комплекса, предназначенного для функциональных и параметрических проверок радиоэлектронных изделий и технологического оборудования. Он содержит около десяти мелких модулей, различающихся по функциональному и структурному составу, но объединенных электрически посредством разъемных соединений и жгутов.

Конструктивно имитатор блока коррекции представляет собой ящик (рис. 1), который условно разбит на лицевую панель, внутреннюю панель контактной группы интегрируемых модулей и заднюю панель. Лицевая панель образуется лицевыми панелями модулей, входящих в имитатор блока коррекции. Они устанавливаются в него на салазки и пере-

ходными соединителями пристыковываются к внутренней панели. В соответствии с принципиальной электрической схемой, все модули, объединенные внутренней панелью, должны быть электрически соединены и подключены к выходным соединителям, расположенным на задней панели. Для электрического монтажа используются провода, прокладываемые в одном направлении, сплетенные в общий жгут, бандажируемый нитками, предварительно покрытыми воском (так называемый жгутовой монтаж по ГОСТ 23586–96) (рис. 1).

Согласно принципиальной электрической схеме среди цепей имеются как низковольтные сигналь-

ные, так и высоковольтные, предназначенные для питания напряжениями около 1000 В. Кроме этого, длина проводов в жгуте может достигать 1 м. Все это требует особых мер защиты от электромагнитных наводок и излучений.

Во время проектирования имитатора блока коррекции для обеспечения ЭМС [1] применялись следующие меры:

- проводилась выборка проводов с разделением на отдельные жгуты цепей с большими токами и напряжениями относительно корпуса и низковольтных, слаботочных сигнальных цепей;

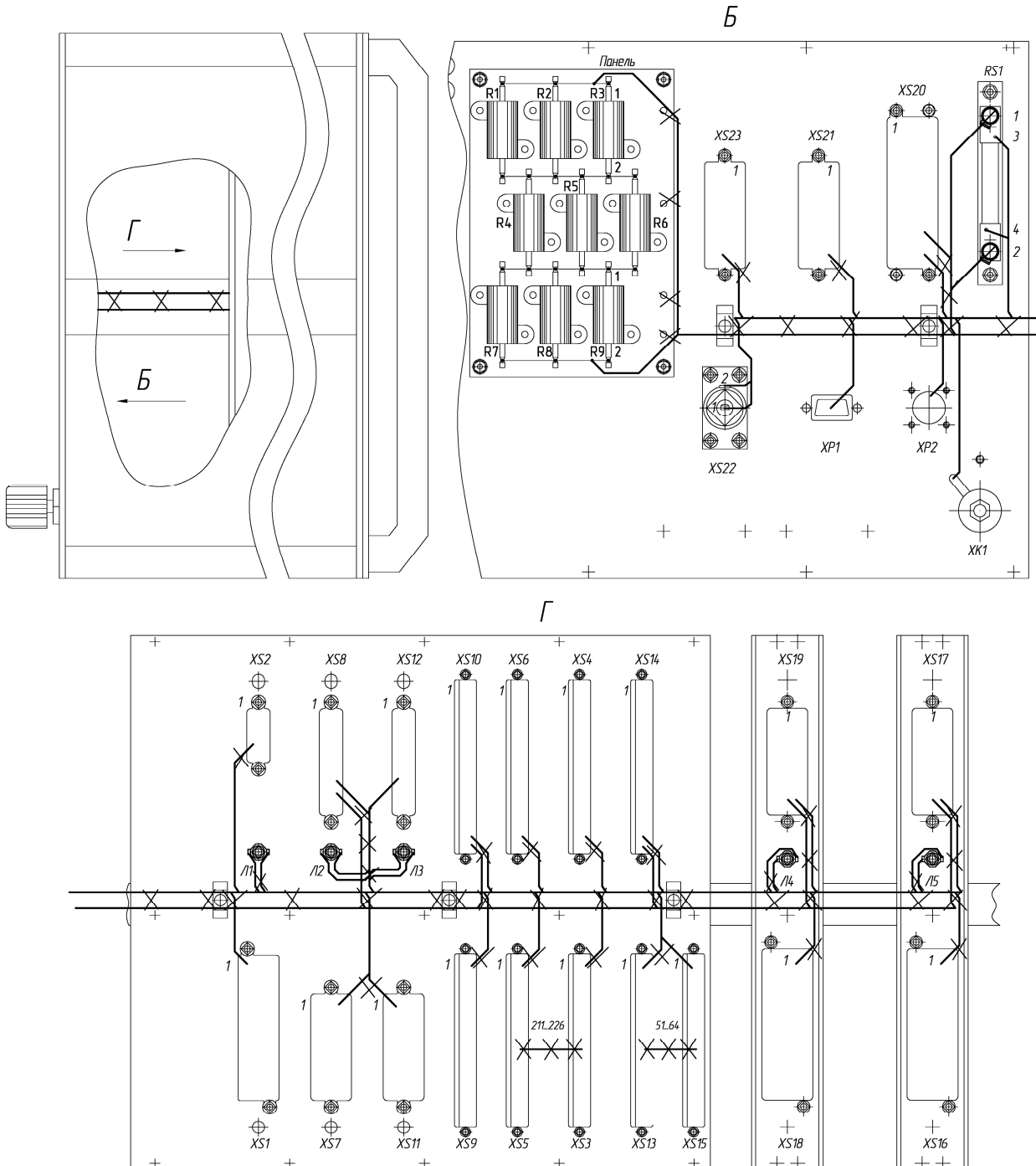


Рис. 1. Жгутовой монтаж имитатора блока коррекции

– для уменьшения длины линий связи, состоящих из проводов, образующих шины данных, были сформированы два жгута, соединяющих ближайшие соединители напрямую;

– для сигнальных цепей парных сигналов использовались парные провода, свитые с определенным шагом, зависящим от их толщины. Помимо этого, для некоторых парных сигнальных цепей применен двойной монтажный провод в экране;

– для пар проводов двуполярного питания в качестве дополнительной изоляции использовалась трубка из поливинилхлоридного пластика;

– для дополнительной защиты от электромагнитных наводок и излучений между жгутами применялась экранирующая медная луженая плетенка;

– экраны проводов, плетенка, лепестки заземления объединялись в одной общей точке корпуса на задней панели имитатора блока коррекции.

Подобными мероприятиями удалось достичь приемлемого качества передаваемых сигналов, обеспечивающих нормальное функционирование имитатора блока коррекции.

Устройство контроля напряжения и тока

Устройство контроля напряжения и тока является одним из многих малых модулей контрольно-проверочной аппаратуры, предназначенной для контроля работоспособности систем управления изделий промышленной техники.

Проектирование контрольно-проверочного оборудования, состоящего из большого количества модулей и блоков – очень трудоемкий процесс. Как правило, разработка подобных устройств в целях рационализации или упрощения делится на большое количество менее ресурсоемких задач, которые распределяются между разработчиками. Одним из этапов проектирования контрольно-проверочного оборудования является создание модуля устройства контроля напряжения и тока.

Устройство контроля напряжения и тока входит в организованную структуру блока высшего порядка сложности, в котором все блоки низшего порядка унифицированы. Вследствие этого на его конструкцию наложены определенные ограничения по габаритным размерам (рис. 2). Устройство представляет собой печатную плату заданных размеров, закрепленную определенным образом на металлической лицевой панели. В целом (в собранном виде) это законченный модуль, который устанавливается в виде ячейки в следующий по сложности блок.

Рассмотрим эту плату подробнее. Электрическую схему можно условно разделить на аналоговую и цифровую части с напряжениями питания 3,3; 5; 15; 30 и 1000 В. На печатной плате установлены два системных соединителя электрической схемы с внешним устройством и два технологических соединителя для программирования и контроля. Положение системных соединителей жестко фиксировано техническим заданием на конструкцию печатной платы устройства контроля напряжения и тока. Положение технологических соединителей не регламентирувалось и ограничивалось только функ-

циональной привязкой к элементам схемы и максимальной высотой элементов печатной платы. Вследствие этого найдено элегантное решение расположить один из технологических соединителей ровно посередине между системными. Это обеспечило доступ к нему во время установки устройства контроля напряжения и тока в общий блок, что существенно облегчило настройку электронного узла.

Во время проектирования печатной платы устройства одной из приоритетных задач стало обеспечение ЭМС. Несмотря на введенные запретные зоны размещения компонентов рядом с лицевой панелью и вдоль нижней и верхней границ скольжения печатной платы в блоке и большой запас по площади свободного пространства, элементы следовало располагать, группируя их вблизи системных соединителей, минимизируя длину связей между ними. Кроме этого, техническим заданием были определены цепи фиксированной длины, что усложнило реализацию проекта, увеличивая вариативность размещения компонентов на печатной плате относительно друг друга. Для облегчения поставленной задачи, оптимизации количества ветвлений проводников и минимизации их связей применялось модульное размещение элементов по функциональному признаку. В группе элементов выделялся главный, а вокруг него формировалась его «обвязка», состоящая из зависимых элементов, имеющих кратчайшие соединения с ним. Благодаря этому удалось четко разделить цифровые и аналоговые функциональные блоки.

Для уменьшения индуктивных и емкостных взаимных влияний на участки схемы введены полигоны заземления как на верхней стороне печатной платы, где устанавливались элементы, так и на обратной [2]. Причем полигоны были разделены на аналоговые и цифровые с общей точкой объединения электрической связи у фильтрующих конденсаторов функционального блока источников питающих напряжений.

Особое внимание уделено цепям повышенного напряжения (около 1000 В). Они минимизировались по длине и дистанцировались от низковольтных элементов схемы.

Цифровой модуль управления

Силовые гироскопы – электромеханические устройства, применяемые для преодоления воздействия на стабилизируемый объект внешних возмущающих моментов. Они служат основными исполнительными органами систем ориентации современных высокоманевренных космических аппаратов с длительным сроком активного существования. Одним из электронных модулей, входящих в состав силового гироскопа, является цифровой модуль управления.

В соответствии с техническим заданием требовалось разработать цифровой модуль управления, размещенный на печатной плате с габаритами 110×90 мм.

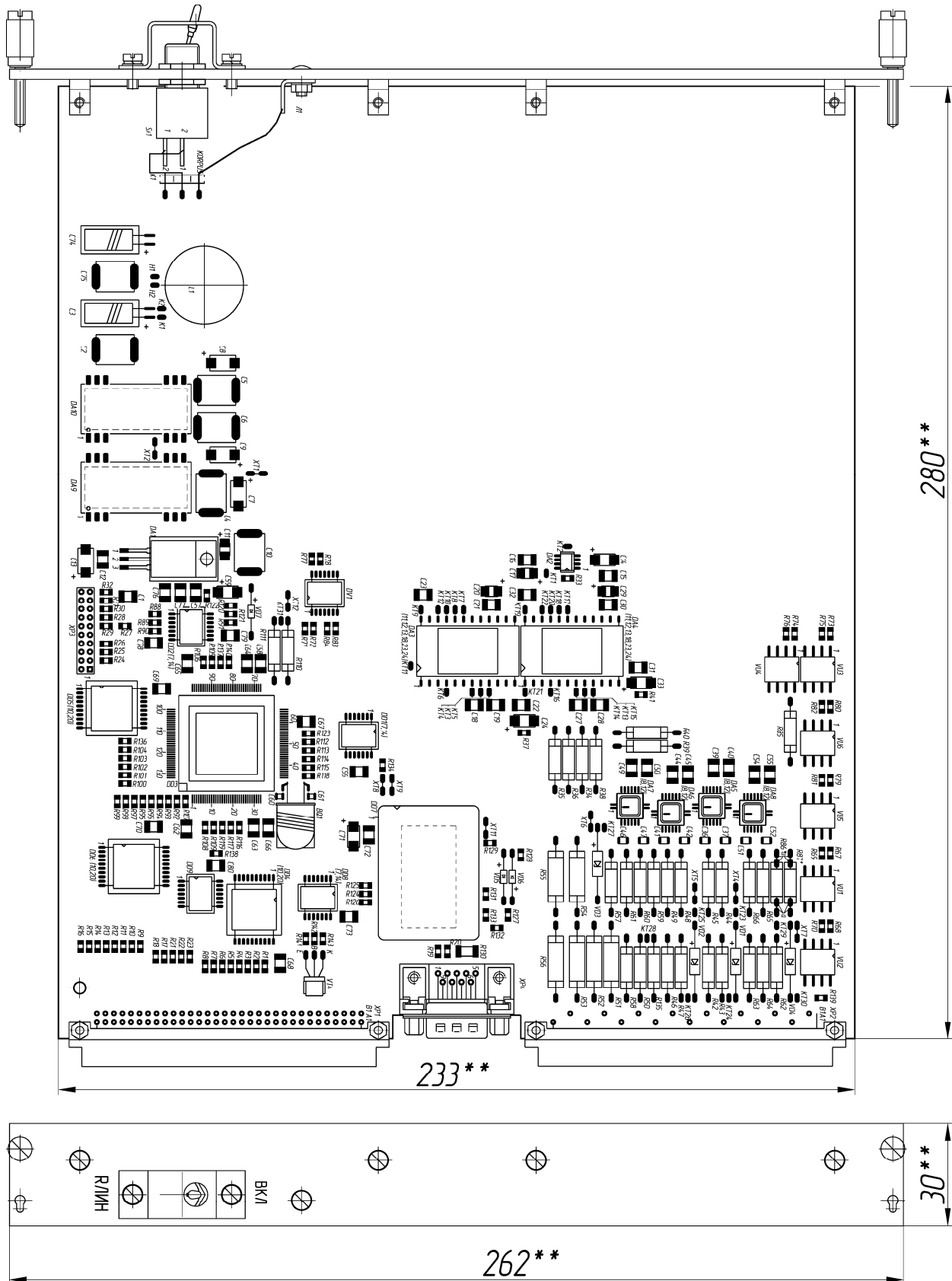


Рис. 2. Устройство контроля напряжения и тока

Предварительный анализ компоновки компонентов показал сложность их размещения в заданных габаритах печатной платы. Было принято решение компоновать их по принципу минимизации ли-

ний связи между компонентами, что позволит уменьшить их длину и количество ветвлений, значительно облегчит трассировку печатной платы цифрового модуля управления и даст возможность не-

значительных перемещений (смещений) компонентов в процессе прокладывания цепей для разрешения конфликтов трассировки.

В результате такой компоновки (рис. 3) проведена трассировка печатной платы в двух слоях с получением двухсторонней, а не многослойной печатной платы (рис. 4).

Для распределения тепла в цифровом модуле управления планировалось установить печатную плату на металлическое основание. В таком случае целесообразно введение печатной платы-экрана (рис. 5), которая прессуется к печатной плате цифрового модуля управления с нижней стороны и через отверстие в ней электрически соединяется с «землей» схемы устройства.

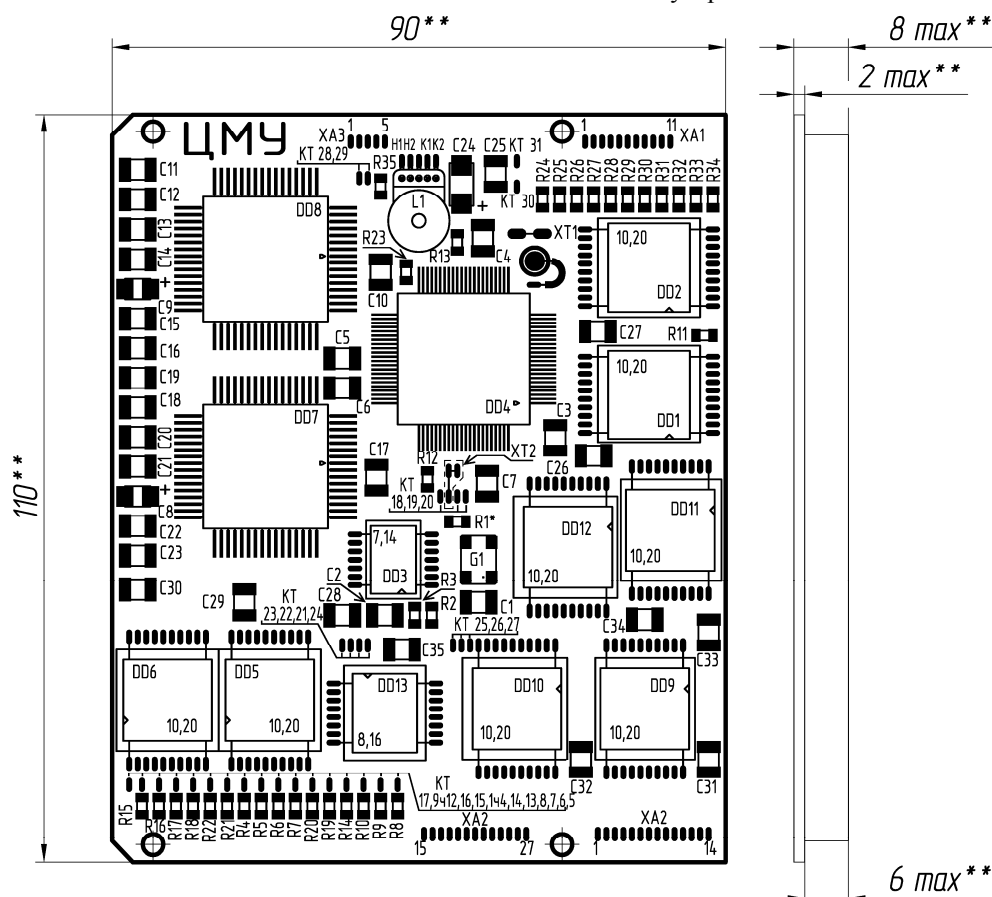


Рис. 3. Цифровой модуль управления

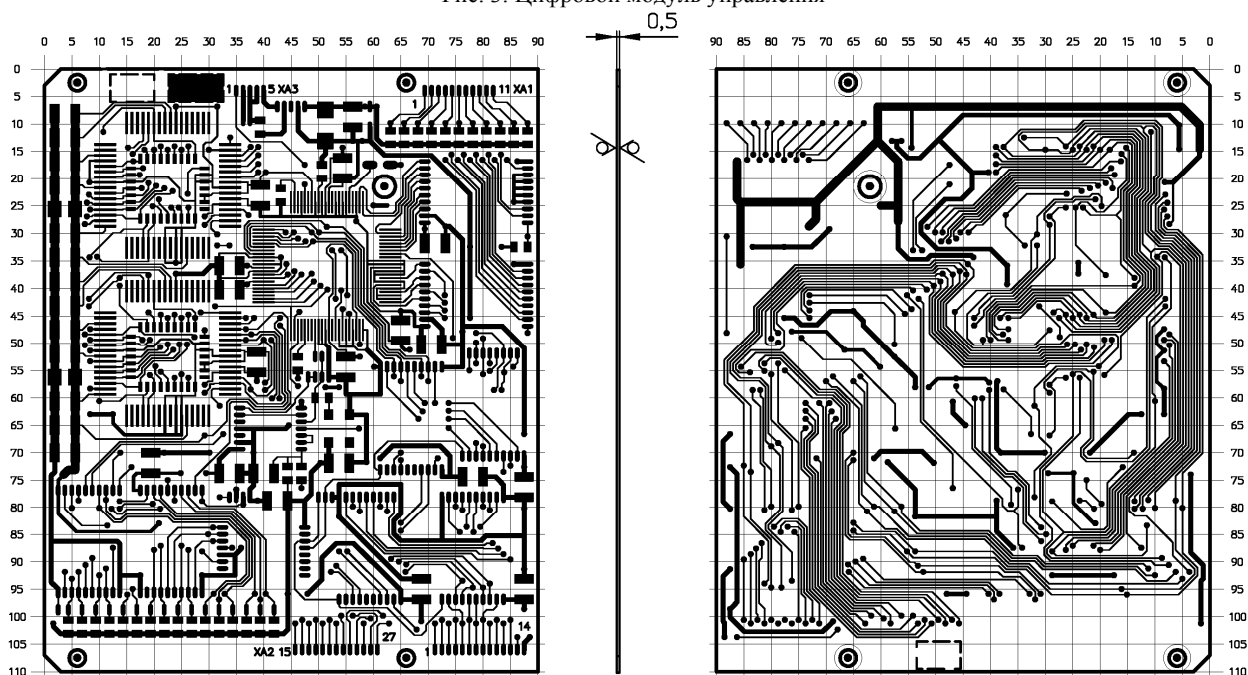


Рис. 4. Печатная плата цифрового модуля управления

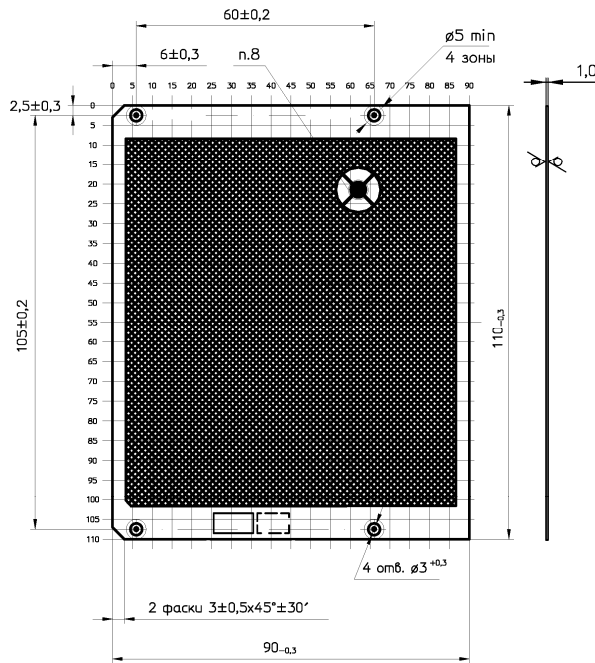


Рис. 5. Печатная плата-экран

Таким образом, при проектировании печатной платы цифрового модуля управления для обеспечения ЭМС применялись следующие меры:

- модульное размещение элементов на печатной плате с привязкой компонентов по функциональному признаку;
- уменьшение длины проводников и количества их ветвлений;
- введение печатной платы-экрана, соединенной с «землей» электрической схемы цифрового модуля управления у фильтрующих конденсаторов источника питания.

Заключение

Рассмотрены три разработки перспективных радиоэлектронных устройств и получены следующие результаты:

- разработан жгутовой монтаж имитатора блока коррекции с учетом ЭМС элементов конструкции (изготовлена опытная партия устройств);
- схема модуля контроля напряжения и тока успешно размещена на печатной плате с учетом ЭМС всех элементов конструкции (изготовлена опытная партия устройств);
- разработаны печатная плата устройства, печатная плата-экран, устройство цифрового модуля управления, конструкторская документация, схема устройства цифрового модуля успешно размещена на печатной плате с учетом ЭМС всех элементов конструкции;
- составлены комплекты конструкторской документации.

Литература

1. Князев А.Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1989.
2. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. – М.: Группа ИДТ, 2007.

Шарафутдинов Виталий Расимович
Инж.-конструктор АО «НПЦ "Полус»,
аспирант каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: dovod@bk.ru

УДК 621.396.677.83

А.А. Иванов

Анализ и сравнение аналитических методов оценки эффективности экранирования корпусов с перфорированной стенкой

Реализованы аналитические модели для вычисления эффективности экранирования прямоугольных корпусов со стенкой, перфорированной апертурными квадратными и круглыми форм. Выполнено сравнение методов для электрически больших корпусов $300 \times 300 \times 300$ и $300 \times 120 \times 300$ мм³. Приведены результаты вычисления эффективности экранирования корпусов с перфорацией с разной формой и размерами. Приведены погрешности методов, полученные при их сравнении.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, эффективность экранирования, корпус с апертурными.

Для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) в настоящее время широко применяется электромагнитное экранирование, в частности, экранирование

металлическим корпусом. На ранних этапах проектирования РЭС необходимо приближенно оценить эффективность экранирования (ЭЭ) предполагаемым корпусом. На основе этого могут быть опреде-

лены потенциально уязвимые частоты будущего устройства, а также оценены массогабаритные характеристики. Оценка ЭЭ может быть получена численными методами, что требует больших вычислительных затрат, поэтому на стадии проектирования целесообразно применение аналитических методов [1–3].

На практике ЭЭ корпусом во многом зависит от апертур в его стенках, поэтому размеры, положение и количество апертур являются одними из первоочередных факторов при проектировании эффективных с точки зрения ЭМС электромагнитных экранов. Таким образом, экранирующий корпус становится наиболее уязвимым к излучаемым помехам в случае, когда в его стенках содержится множество апертур, которые могут использоваться для вентиляции и охлаждения внутренних компонентов РЭС. Между тем выбор подходящего метода вычисления ЭЭ не прост.

Цель работы – выполнить анализ и сравнение известных аналитических методов вычисления ЭЭ корпусов с перфорацией.

Методы оценки ЭЭ корпусом с перфорацией

Известен аналитический метод [4], позволяющий вычислять ЭЭ прямоугольного корпуса с апертурой во фронтальной стенке при падении на нее плоской электромагнитной волны (ЭМВ). Корпус представлен в виде короткозамкнутого прямоугольного волновода, а стенка с апертурой – в виде замкнутой на концах линии передачи. Подключение данных элементов к источнику ЭДС образует эквивалентную схему корпуса (рис. 1), а ЭЭ может быть вычислена из напряжений и токов в точке *P* данной эквивалентной схемы.

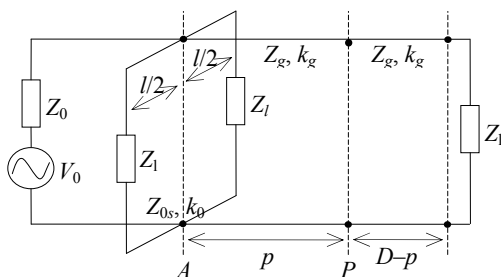


Рис. 1. Эквивалентная схема корпуса

Для вычисления ЭЭ корпусом с массивом апертур модель фронтальной стенки должна быть изменена и представлена в виде пластины, перфорированной круглыми отверстиями (рис. 2). При этом для описания волнового процесса в апертурах используются функции Бесселя первого рода. Импеданс фронтальной стенки (в точке *A* эквивалентной схемы на рис. 1) может быть найден из нормированной проводимости перфорированной пластины [5]:

$$\frac{Y_{ah}}{Y_0} = -j \frac{3d_h d_v \lambda_0}{\pi d^3} + j \frac{288}{\pi \lambda_0 d^2} \times \left[\sum_{v=0}^{\infty} \sum_{h=0}^{\infty} (\epsilon_m h^2 / d_v^2 + \epsilon_n v^2 / d_h^2) \cdot J_1^2(\Omega) \right], \quad (1)$$

где d_v и d_h – расстояние между центрами апертур массива по вертикали и горизонтали, d – диаметр апертуры, λ_0 и Y_0 – длина волны и проводимость в свободном пространстве, h и v – число апертур по горизонтали и вертикали. Для мод высших порядков TE_{mn} переменные принимают значение $\epsilon_{m,n}=1$ в случае, когда $m,n=0$, и $\epsilon_{m,n}=2$, если $m,n \neq 0$, J_1 – функция Бесселя первого рода первого порядка, а ее аргумент Ω может быть вычислен следующим образом:

$$\Omega = \frac{\left[\pi d (v^2 / d_h^2 + h^2 / d_v^2) / 2 \right]^{1/2}}{(v^2 / d_h^2 + h^2 / d_v^2)^{5/2}}. \quad (2)$$

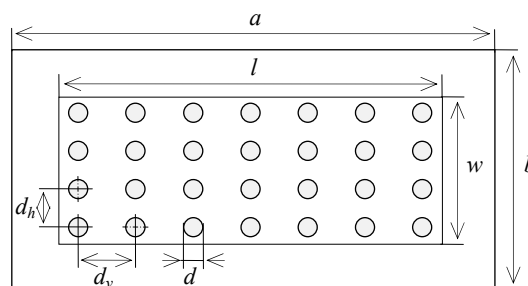


Рис. 2. Модель перфорированной стенки корпуса

Когда геометрические размеры массива (d , d_v и d_h) малы при сравнении с длиной волны источника, можно пренебречь вторым слагаемым выражения (1). При этом исключается необходимость разложения функции Бесселя в ряд.

Импеданс фронтальной стенки в точке *A* эквивалентной схемы (см. рис. 1) может быть вычислен как

$$Z_{ah} = \frac{1}{Y_{ah}} \frac{l \times w}{a \times b} = \frac{1}{Y_{ah}} C_f, \quad (3)$$

где произведение l и w – общая площадь покрытия апертурами перфорированной стенки. На основании данных о размере и положении апертур эта площадь может быть вычислена как

$$l = h \cdot d_h, \quad (4)$$

$$w = v \cdot d_v. \quad (5)$$

Метод не учитывает влияние толщины фронтальной стенки корпуса t на ЭЭ. Однако в работе [6] предложен способ оценки ЭЭ корпусом с перфорированной стенкой, позволяющий учитывать перпендикулярную и параллельную поляризации, произвольный угол падения θ плоской ЭМВ, а также толщину стенки корпуса t . Сопротивление перфорированной пластины в зависимости от поляризации может быть найдено как

$$Z'_{ah\perp} = \frac{jZ_0}{2} \left[1 + \left(\frac{3d_h d_v \lambda_0}{2\pi d^3 \cos\theta} \right)^2 \right]^{-1/2} \cdot 10 \frac{8t}{5d}, \quad (6)$$

$$Z'_{ah\parallel} = \frac{jZ_0}{2} \left[1 + \left(\frac{3d_h d_v \lambda_0 \cos\theta}{2\pi d^3} \right)^2 \right]^{-1/2} \cdot 10 \frac{8t}{5d}. \quad (7)$$

При этом, эффективное значение импеданса фронтальной стенки может быть вычислено путем перемножения (6), (7) на корректирующий коэффициент C_f из (3).

Апертуры в массиве, при вычислении ЭЭ согласно [5, 6] могут иметь только круглую форму. Это является существенным недостатком методов при решении реальных конструкторских задач.

Массив апертур произвольной формы

Для оценки методами [5, 6] ЭЭ корпуса, перфорированного квадратными отверстиями, необходимо использовать подход, предложенный в [7], при этом способ вычисления импеданса фронтальной стенки остается неизменным. Тем самым предварительно должен быть вычислен диаметр круглых апертур, эквивалентных предполагаемым квадратным апертурам:

$$d = 2d_{sq} / \sqrt{\pi}, \quad (8)$$

где d_{sq} – размер стороны квадратной апертуры.

Также существует полуаналитический метод [8], где эквивалентная модель массива апертур получена из численной модели. Предложены соотношения, позволяющие преобразовать массив в одну апертуру, имеющую такие геометрические размеры, при которых достигается согласование результатов ЭЭ с исходной задачей. Таким образом, вычисления ЭЭ корпусом с массивом апертур могут быть сведены к оценке в соответствии с [4]. Допускается выполнять расчеты для стенок, перфорированных апертурами круглых, квадратных и прямоугольных форм, в том числе неравномерно распределенными по стенке.

Для преобразования массива апертур в соответствии с [8] необходимо введение коэффициента масштабирования, который может быть вычислен как

$$k = 1,283 \cdot n^{-0,1407} - 0,2829, \quad (9)$$

где n – количество апертур в массиве. Тогда размеры одной апертуры, эквивалентной массиву:

$$w = k \sqrt{S/\eta}, \quad (10)$$

$$l = k \cdot \eta \cdot \sqrt{S/\eta}, \quad (11)$$

где S – сумма площадей апертур, входящих в массив, а η – соотношения сторон одной апертуры:

$$S = x \cdot y \cdot n, \quad (12)$$

$$\eta = x/y, \quad (13)$$

где x и y – геометрические размеры апертуры по горизонтали и вертикали соответственно.

Резонансы высших порядков

При вычислениях частотной зависимости ЭЭ в соответствии с методами [5–6, 8] не учитываются резонансы, соответствующие модам порядка выше TE_{10} . Таким образом, оценку ЭЭ на высоких частотах и для электрически малых корпусов можно считать недостаточно корректной. Данное ограничение связано со способом вычисления постоянной распространения k_g и характеристического импеданса Z_g эквивалентного волновода, поэтому для учета мод

высших порядков TE_{mn} , в соответствии с [9] они должны быть представлены как

$$k_g = k_0 \sqrt{1 - (m\pi/2a)^2 - (n\pi/2b)^2}, \quad (14)$$

$$Z_g = Z_0 / \sqrt{1 - (m\pi/2a)^2 - (n\pi/2b)^2}, \quad (15)$$

где $k_0 = 2\pi/\lambda$ и $Z_0 = \sqrt{\mu/\epsilon}$.

Последующие преобразования эквивалентной цепи в соответствии с теоремой Тевенина должны выполняться $m \times n$ раз (в соответствии с указанным при расчетах режимом TE_{mn}). Тогда результирующее напряжение в некоторой исследуемой точке P на эквивалентной схеме (точка наблюдения внутри корпуса), согласно [10], может быть вычислено как

$$V_{p\text{сумм}} = \sum_{m=0}^m \sum_{n=0}^n V_{pnm}, \quad (16)$$

где V_{pnm} – напряжение в исследуемой точке эквивалентной цепи для некоторых коэффициентов m, n . Полученное значение напряжения может быть использовано для последующих вычислений магнитной или электрической составляющих ЭЭ.

Сравнение методов оценки ЭЭ

Выполнено сравнение частотных зависимостей ЭЭ, полученных методами [5, 6, 8], для электрически большого корпуса (рис. 3). Корпус имеет геометрические размеры $a=b=d=300$ мм, толщину стенок $t=1$ мм и массив из 16 квадратных апертур размерами 25×25 мм² (расстояние между центрами апертур по горизонтали и вертикали составляет 35 мм). Вычисления выполнялись в центре корпуса ($p=150$ мм) при условии вычисления резонансов порядков до TE_{10} и TE_{21} . Напряжение эквивалентного источника $V_0=1$ В. Диапазон частот источника ЭМВ от 1 МГц до 3 ГГц. Предварительно вычислены резонансные частоты корпуса (табл. 1) как

$$f_{m,n,p} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2}. \quad (17)$$

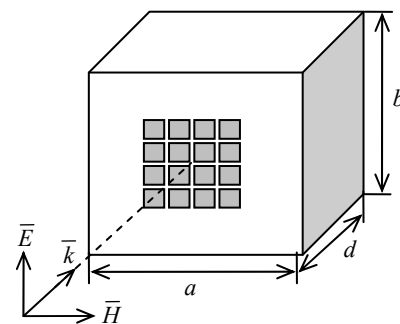


Рис. 3. Модель корпуса с перфорированной стенкой

Частотные зависимости ЭЭ при условии вычисления резонансов, соответствующих модам до TE_{10} и TE_{21} , представлены на рис. 4. Видно, что поведение частотных зависимостей согласуется.

Среднее значение абсолютной погрешности между результатами [5, 6] составляет 1,35 дБ. Отли-

чие результатов, полученных методом [8], составляет не более 30 дБ, а среднее значение абсолютной погрешности не более 14,09 дБ [5, 6].

Таблица 1
Резонансные частоты корпуса 300×300×300 мм³

m, n, p	$f_{m,n,p}$, ГГц	m, n, p	$f_{m,n,p}$, ГГц
0,0,3	1,500	2,0,3	1,802
0,0,4	2,000	2,0,4	2,236
0,0,5	2,500	2,0,5	2,692
1,0,0	0,500	1,1,1	0,866
1,0,1	0,707	1,1,2	1,224
1,0,2	1,118	1,1,3	1,658
1,0,3	1,581	1,1,4	2,121
1,0,4	2,061	1,1,5	2,598
1,0,5	2,549	2,1,3	1,870
2,0,0	1,000	2,1,4	2,291
2,0,2	1,414	2,1,5	2,738

Положение резонансов на частотной зависимости соответствует значениям, рассчитанным анали-

тически. При увеличении коэффициентов m, n , соответствующих модам корпуса порядка TE_{21} , на частотной зависимости (рис. 4, а) наблюдается проявление большего числа резонансов, соответствующих модам $TE_{11}, TE_{20}, TE_{21}$, что соответствует табл. 1.

Далее выполнено вычисление частотных зависимостей ЭЭ для модели корпуса с внутренними размерами 300×120×300 мм³, $t = 1$ мм и с фронтальной стенкой, перфорированной круглыми отверстиями (рис. 5). Геометрические размеры массивов приведены в табл. 2.

Вычисления выполнялись при условии режима возбуждения TE_{10} . Напряжение эквивалентного источника ЭДС $V_0 = 1$ В, диапазон частот от 1 МГц до 3 ГГц. Точка наблюдения в центре корпуса ($p = 150$ мм). Резонансные частоты корпуса в заданном диапазоне частот, вычисленные по (17), для выбранного режима возбуждения представлены в табл. 3.

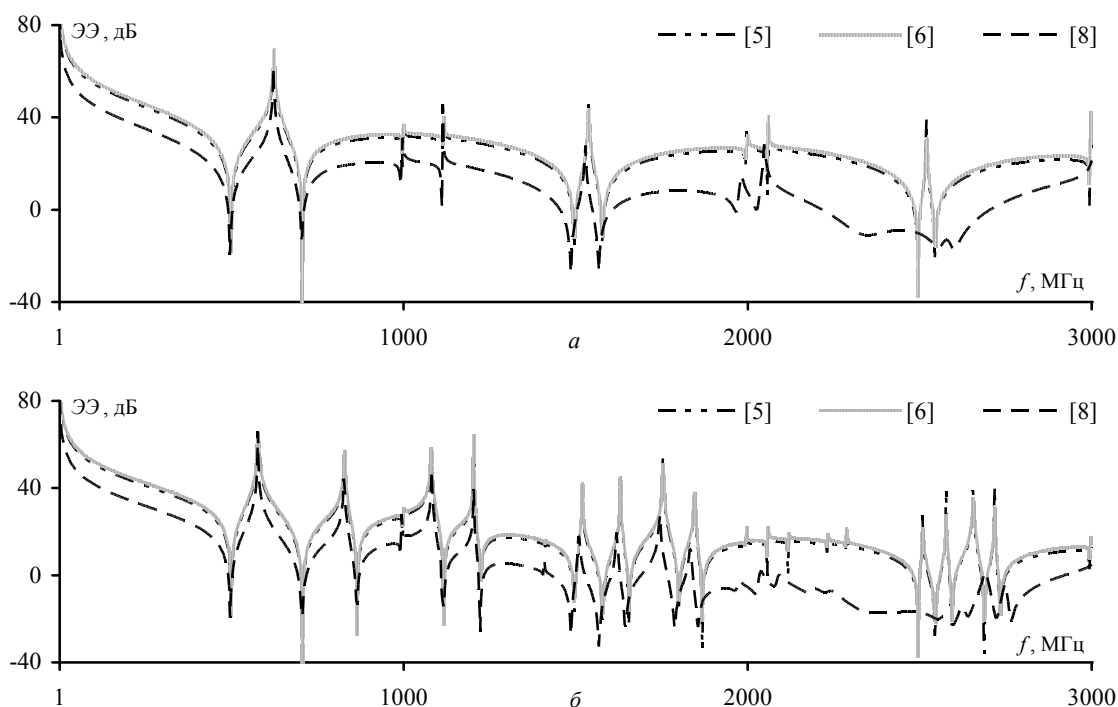


Рис. 4. Частотные зависимости ЭЭ в диапазоне частот от 1 до 3000 МГц при условии вычисления резонансов, соответствующих модам до TE_{10} (а) и TE_{21} (б)

Таблица 2
Геометрические размеры массивов апертур

d , мм	d_v , мм	d_h , мм	v	h	S , мм ²
45	46	46	2	2	6358,500
30	31	31	3	3	
22,5	23,5	23,5	4	4	
9	10	10	5	5	1589,625

Таблица 3
Резонансные частоты корпуса 300×120×300 мм³

m, n, p	$f_{m,n,p}$, ГГц	m, n, p	$f_{m,n,p}$, ГГц
1,0,1	0,707	1,0,4	2,062
1,0,2	1,118	1,0,5	2,550
1,0,3	1,581	1,0,6	3,041

Частотные зависимости для корпуса 300×120×300 мм³ со стенками, перфорированными круглыми отверстиями, приведены на рис. 6. Соответствие резонансов, полученных методами [5–6, 8] и рассчитанных аналитически (см. табл. 3) показано на рис. 6, а. Средние значения абсолютной погрешности результатов сведены в табл. 4. Видно, что для массива апертур с минимальной площадью (см. рис. 6, з) наблюдается наибольшее расхождение результатов абсолютной погрешности, при этом поведение частотных зависимостей сохраняется.

Для всех исследуемых корпусов частотные зависимости монотонно убывают вплоть до частоты, соответствующей первому резонансу корпуса

$f_{101} = 0,707$ ГГц. При изменении числа апертур в массиве с сохранением общей площади покрытия перфорацией (см. рис. 6, *a–в*) наблюдается увеличение значений ЭЭ, что показано в табл. 5 на примере частоты 0,5 ГГц. Помимо этого, уменьшение общей площади перфорации (см. рис. 6, *з*) также приводит к увеличению значений ЭЭ на 20 дБ.

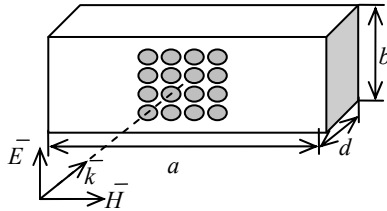


Рис. 5. Модель экранирующего корпуса $300 \times 120 \times 300$ мм³ со съемной передней стенкой

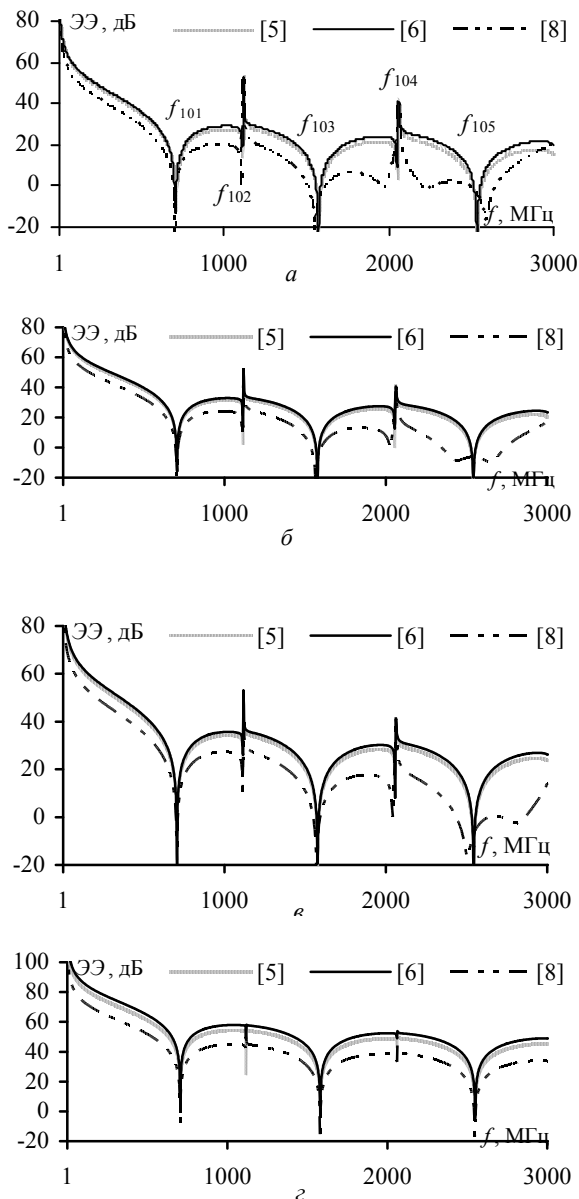


Рис. 6. Частотные зависимости ЭЭ корпусов с массивами: *a* – 2×2 ; *б* – 3×3 ; *в* – 4×4 и *з* – 5×5

Таблица 4

Средние значения абсолютной погрешности			
$h \times v$	$S, \text{мм}^2$	$\Delta_{[5]-[6]}, \text{дБ}$	$\Delta_{[6]-[8]}, \text{дБ}$
2×2	6358,5	1,676	10,904
3×3		1,541	11,769
4×4		1,676	11,755
5×5	1589,625	3,615	13,371

Таблица 5

Значения ЭЭ на частоте 0,5 ГГц			
Метод	[5]	[6]	[8]
$h \times v$	ЭЭ, дБ		
2×2	35,144	35,947	28,845
3×3	38,649	39,753	32,535
4×4	41,139	42,581	35,181
5×5	61,117	64,675	51,916

На частоте первого резонанса $f_{101} = 0,707$ ГГц для массивов апертур площадью $6358,5 \text{мм}^2$ наблюдается уменьшение значений ЭЭ, полученных методами [5, 6, 8], в область отрицательных значений (табл. 6). Однако для корпуса с массивом апертур 5×5 и общей площадью $1589,625 \text{мм}^2$ значения ЭЭ на резонансных частотах, полученные методами [5, 6], оказываются положительными при условии соблюдения одинакового числа точек.

Таблица 6

Значения ЭЭ на частоте первого резонанса 0,707 ГГц			
Метод	[5]	[6]	[8]
$h \times v$	ЭЭ, дБ		
2×2	-12,279	-12,721	-10,375
3×3	-14,506	-15,656	-11,222
4×4	-17,507	-20,652	-12,192
5×5	5,329	9,432	-7,847

Заключение

Выполнено сравнение аналитических методов вычисления ЭЭ корпусов с массивом круглых и квадратных апертур. Показано, что частотные зависимости, полученные методами [5, 6], демонстрируют наилучшее согласование между собой, а также с результатами аналитического вычисления резонансов корпусов. При этом возможность вычисления ЭЭ корпусов с массивами апертур произвольных форм делает метод [8] более удобным для решения реальных конструкторских задач.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по проекту RFMEFI57417X0172.

Литература

- Комнатнов М.Е. Моделирование эффективности экранирования металлической пластиной для бортовой аппаратуры космического аппарата / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов, А.С. Дементьев // Доклады ТУСУР. – 2011. – №2(24), ч. 1. – С. 133–136.
- Комнатнов М.Е. Оценка эффективности экранирования корпуса соединителя бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов // Авиакосмическое приборостроение. – 2013. – №4. – С. 37–42.

3. Комнатнов М.Е. Эффективность экранирования унифицированных электронных модулей / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов, А.С. Дементьев // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, №7/2. – С. 89–92.

4. Shielding effectiveness of a rectangular enclosure with a rectangular aperture / M.P. Robinson, J.D. Turner, D.W.P. Thomas et al. // Electron Lett. – 1996. – Vol. 32, № 17. – P. 1559–1560.

5. Dehkhoda P. An efficient and reliable shielding effectiveness evaluation of a rectangular enclosure with numerous apertures / P. Dehkhoda, A. Tavakoli, R. Moini // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2008. – Vol. 50, № 1. – P. 208–212.

6. Nie B.L. An improved circuit method for the prediction of shielding effectiveness of an enclosure with apertures excited by a plane wave / B.L. Nie, P.A. Du, P. Xiao // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2017. – Early Access – P. 1–8.

7. Robinson M.P. Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures / M.P. Robinson,

T.M. Benson, C. Christopoulos // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 1998. – Vol. 40, № 3. – P. 240–248.

8. A fast calculation approach for the shielding effectiveness of an enclosure with numerous small apertures / Dan Ren, Ping-An Du, Yin He, Ke Chen et al // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. – 2016. – Vol. 58, № 4. – P. 1033–1041.

9. Shi D. Shielding analysis of enclosure with aperture irradiated by plane wave with arbitrary incident angle and polarization direction / D. Shi, Y. Shen, Y. Gao // IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. – 2007. – P. 361–364.

10. Shi D. 3 high-order mode transmission line model of enclosure with off-center aperture / D. Shi, Y. Shen, Y. Gao // IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. – 2007. – P. 361–364.

Иванов Антон Андреевич

Магистрант каф. ТУ ТУСУРа

Эл. почта: anton.ivvv@gmail.com

УДК 678.643.425

Р.А. Кремзер, А.В. Бадьин

Поглотители КВЧ-излучения, полученные по аддитивной технологии

Рассмотрена возможность применения аддитивной технологии для создания поглотителей электромагнитного излучения в крайне высокочастотной области. Представлены результаты измерения электромагнитного отклика от композитного материала на основе акрилонитрилбутадиенстирола и углеродосодержащих включений.

Ключевые слова: КВЧ-излучение, поглотители электромагнитного излучения, радиопоглощающие материалы, аддитивные технологии.

С развитием технологий в области крайне высоких частот (КВЧ) становится актуальным внедрение быстро развивающихся аддитивных технологий с целью создания современных композитов с необходимыми параметрами.

В настоящее время послойное изготовление сложных трёхмерных элементов методом горячего экструдирования диэлектрических материалов широко используется. С каждым годом растёт многообразие материалов с различными электрофизическими свойствами. За счёт применения примесей на основе углерода удаётся создавать филаменты для 3D-печати со значимой удельной проводимостью [1–5]. Представляет интерес применить аддитивную технологию по методу горячего экструдирования для создания поглотителей КВЧ-излучения.

Поглотители КВЧ-излучения необходимы для снижения уровня отражения электромагнитного излучения. Для формирования поглотителей электромагнитного излучения наиболее широко применяются углеродосодержащие, ферритовые и металлосоодержащие порошки.

Углеродные композиционные материалы содержат углеродный армирующий элемент, преимуществом которого являются низкая плотность, большая теплоемкость, высокая прочность и жесткость,

сопротивление тепловому удару, невысокий коэффициент трения, высокая коррозионная стойкость, широкий диапазон электрических свойств (от проводников до полупроводников).

При изготовлении поглотителей методом горячего экструдирования должны сохраняться необходимые требования как по радиотехническим, так и по конструктивно-технологическим и эксплуатационным свойствам. Также должны соблюдаться требования к механической прочности, минимальной массе, надежности, упрощению крепления узлов к рабочим поверхностям, высокой степени огнестойкости и минимально допустимому уровню выделения токсичных и вредных веществ.

В XXI в. значительно увеличилось количество всевозможных источников электромагнитного излучения (ЭМИ) и расширился применяемый частотный спектр. Влияние ЭМИ на биологические и технические объекты считается существенным моментом, влияющим на их жизнедеятельность и функционирование.

В последние годы обнаружены материалы, обладающие избирательным поглощением ЭМИ в области КВЧ- и гипервысоких частот [6]. КВЧ-поглотители используются на производствах для защиты персонала от влияния мощных источников ЭМИ.

Они эффективно поглощают электромагнитную энергию в требуемом спектре частот при ее мало-значительном отражении или же рассеянии. Как правило, они представляют собой системы из радиопоглощающих композитов, имеющих определенную последовательность изменений диэлектрических и магнитных свойств. Представляет интерес применить аддитивную технологию по методу горячего экструдирования для получения поглотителей КВЧ-излучения.

В качестве образцов филаментов были выбраны промышленно выпускаемый пластик на основе АБС, представляющий собой диэлектрик, и проводящий пластик с удельной проводимостью 90 кОм/см. Используя бытовой 3D-принтер Prusa i3, были изготовлены плоскопараллельные образцы с поперечными размерами 25×25 мм. Диаметр сопла, используемого при печати, составил 200 мкм. Толщина образца на основе АБС пластика составляла 1,967 мм, а проводящего пластика – 1,356 мм.

Измерение электромагнитного отклика для изготовленных образцов пластика проводилось с помощью квазиоптического спектрометра СТД-21, представляющего собой источник терагерцового излучения, интерферометра Маха-Цандера, детектора на основе акустооптического преобразователя и системы управления (рис. 1). Генерация терагерцового излучения проводилась с помощью лампы обратной волны, работающей в диапазоне 115–258 ГГц. Амплитудная модуляция осуществлялась механическим прерыванием квазиоптического пучка, сфокусированного тefлоновыми линзами. Согласование мощности генерируемого излучения с допустимым диапазоном детектора производилось с помощью плёночных аттенуаторов. Деление излучения на два плеча (рабочие и опорное) осуществлялось сетчатым делителем. Измеряемый объект помещался в рабочее плечо интерферометра, далее производилось измерение частотной зависимости коэффициента прохождения (T) за счёт регистрации отношения амплитуды сигнала с образцом и без образца. Сдвиг фазы (Ph) определялся расстоянием автоматического механического зеркала, на которое оно сдвигается при изменении частоты. Из полученных значений T и Ph вычислялась комплексная диэлектрическая проницаемость (ϵ^*).

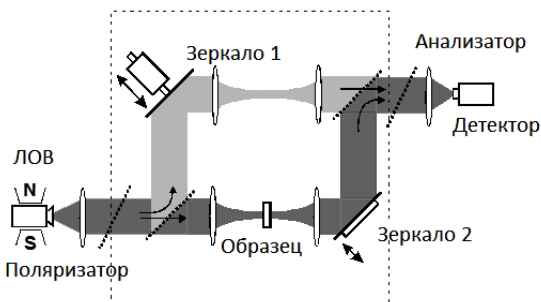


Рис. 1. Схема квазиоптического спектрометра СТД-21

На рис. 2 и 3 представлены измеренная частотная зависимость коэффициента прохождения и час-

тотная зависимость фазового сдвига в диапазоне частот 115–258 ГГц для электропроводящего и АБС-пластика.

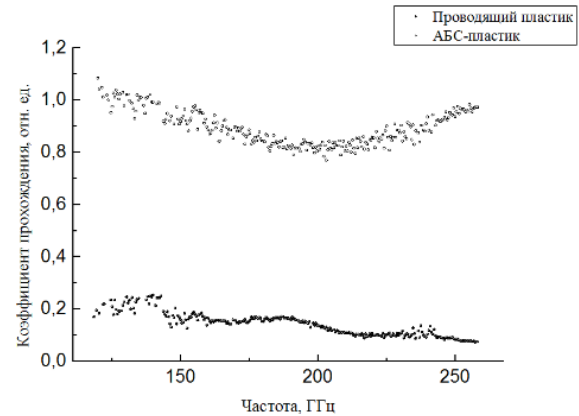


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента прохождения АБС и токопроводящего пластика

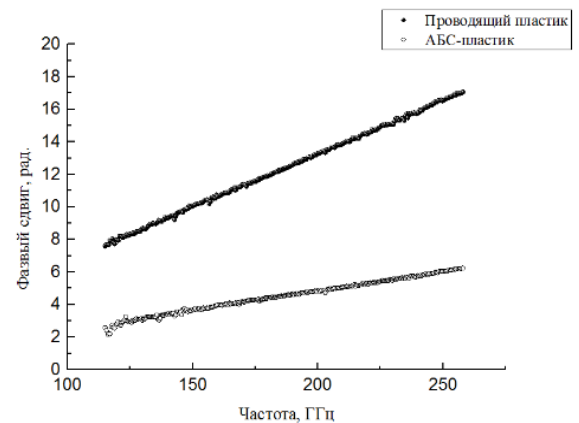


Рис. 3. Частотная зависимость фазового сдвига АБС и токопроводящего пластика

Из полученных данных были вычислены частотные зависимости действительной (рис. 4) и мнимой (рис. 5) части диэлектрической проницаемости.

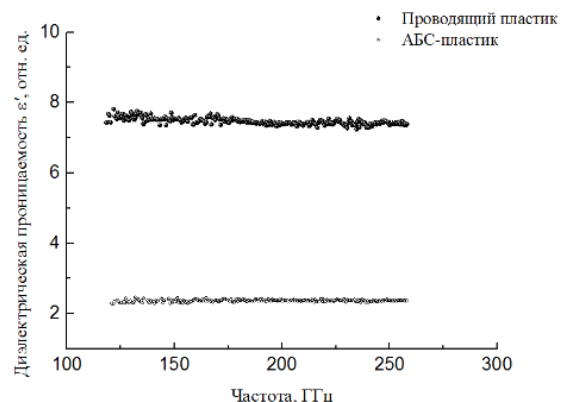


Рис. 4. Частотная зависимость действительной части диэлектрической проницаемости АБС и токопроводящего пластика

Из рис. 4 видно, что действительная часть диэлектрической проницаемости проводящего пластика в 3 раза больше, чем у диэлектрического АБС-пластика.

Из графика частотной зависимости мнимой части диэлектрической проницаемости (рис. 5) можно отметить, что проводящий пластик практически полностью поглощает КВЧ-излучение. Такое явление обусловливается нахождением в составе проводящего пластика углеродных нанотрубок.

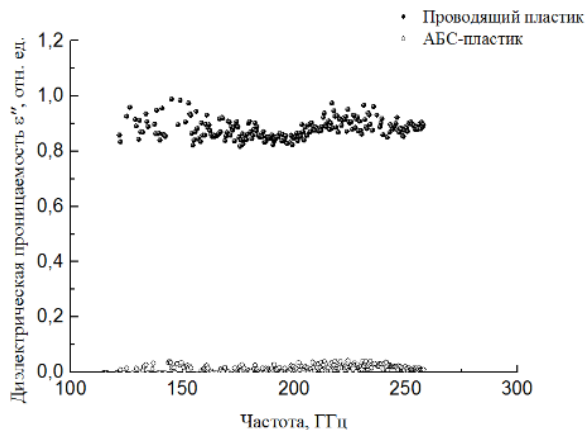


Рис. 5. Частотная зависимость мнимой части диэлектрической проницаемости АБС и токопроводящего пластика

Заключение

В представленной работе рассмотрена возможность применения аддитивной технологии для создания поглотителей электромагнитного излучения в КВЧ-области. Представлены результаты измерения электромагнитного отклика от композитного материала на основе акрилонитрилбутадиенстирола и углеродосодержащих включений, на базе которых можно сделать вывод о практически полном поглощении излучения электропроводящим пластиком. Данный факт даёт нам возможность развить аддитивную технологию создания поглотителей КВЧ излучения.

УДК 621.372.2

М.В. Рыжова

Аналитические выражения для вычисления временного отклика трехпроводной линии передачи на воздействие в форме трапеции

Получены аналитические выражения для вычисления формы сигнала на концах отрезка трехпроводной линии передачи на воздействие импульса в форме трапеции на крайний проводник. Использован метод модального разложения во временной области. Рассмотрены согласованный и рассогласованный случаи. Выполнено моделирование и сравнение результатов.

Ключевые слова: модальное разложение, линия передачи, временной отклик, коэффициент отражения.

Аналитические подходы по вычислению временного отклика на концах отрезка многопроводной линии передачи позволяют дать быструю оценку искаженного сигнала, вызванного электромагнитными наводками от соседних межсоединений. Анализ форм сигнала с учетом каждого проводника

Благодарности

Авторы выражают благодарность за помощь в проведении эксперимента К.В. Дорожкину. Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18 32 00810.

Литература

1. Gnanasekaran K. et al. 3D printing of CNT- and graphene-based conductive polymer nanocomposites by fused deposition modeling // *Applied materials today*. – 2017. – Vol. 9. – P. 21–28.
2. García-Tuñón E. et al. Printing in three dimensions with graphene // *Advanced materials*. – 2015. – Vol. 27, No. 10. – P. 1688–1693.
3. De la Osa G. et al. Printing of graphene nanoplatelets into highly electrically conductive three-dimensional porous macrostructures // *Chemistry of Materials*. – 2016. – Vol. 28, No. 17. – P. 6321–6328.
4. Gardner J.M. et al. 3-D printing of multifunctional carbon nanotube yarn reinforced components // *Additive Manufacturing*. – 2016. – Vol. 12. – P. 38–44.
5. Leigh S. J. et al. A simple low-cost conductive composite material for 3D-printing of electronic sensors // *PloS one*. – 2012. – Vol. 7, No. 11. – P. e49365.
6. Dunaevskii G.E., Suslyaev V.I., Zhuravlev V.A., Badin A.V., Dorozhkin K.V. Ferromagnetic resonance in hexagonal ferrite Ba₃Co₂Fe₂₄O₄₁ at the THz frequency range // 41st International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz): conference proceedings. Copenhagen, Denmark, 25–30 September 2016. – NY USA: IEEE, 2016. – P. 7758771 (1-2).

Кремзер Роман Александрович

Студент НИ ТГУ

Эл. почта: kremzer-roman@mail.ru;

Бадьин Александр Владимирович

Канд. физ.-мат. наук, доцент

Эл. почта: thzlab@mail.ru

числения формы сигнала для двухпроводной линии. Однако выражения для трехпроводной линии передачи в [2] не приведены.

Цель работы – получить выражения для вычисления форм сигнала на концах отрезка трехпроводной линии передачи.

Для вывода аналитических выражений необходимо определиться с матрицами преобразования мод. Для трехпроводной линии в общем виде они взяты из [2]:

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 1 & -\beta & \frac{1}{2} \\ 1 & 1-\beta & \frac{2}{0} \\ 1 & -\beta & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} \frac{1-\beta}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \\ \beta & 1 & 0 \\ \frac{1-\beta}{2} & -\frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\text{где } \beta = \frac{C_{22}}{(2C_{11} + C_{22})}.$$

Затем на основе теории, изложенной в [2], получены выражения для вычисления форм напряжения на ближнем и дальнем концах отрезка трехпроводной линии передачи. Для активного проводника получено:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_d(0,t) = & (\mathbf{V}_{0a}(t) - \beta \mathbf{V}_{0b}(t) + \mathbf{V}_{0c}(t)/2) + [\Gamma_{Laa}(1 + \Gamma_{Saa}) - \\ & - \beta(\Gamma_{Laa} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sca}) + (\Gamma_{Sca} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Laa})/2] \mathbf{V}_{0a}(t - 2T_a) + \\ & + [\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca} \Gamma_{Sab} \Gamma_{Sac} - \beta [\Gamma_{Lba}(1 + \Gamma_{Sbb})] + \\ & + (\Gamma_{Lca}(1 + \Gamma_{Scc})/2] \mathbf{V}_{0a}(t - (T_a + T_b + T_c)) + [\Gamma_{Lab}(1 + \Gamma_{Saa}) - \\ & - \beta(\Gamma_{Lab} \Gamma_{Lcb} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sbc}) + (\Gamma_{Lcb}(1 + \Gamma_{Scc})/2] \mathbf{V}_{0b}(t - (T_a + T_b + T_c)) + \\ & + [\Gamma_{Lac}(1 + \Gamma_{Saa}) - \beta(\Gamma_{Lbc}(1 + \Gamma_{Sbb})) + (\Gamma_{Lbc} \Gamma_{Lac} \Gamma_{Scb} \Gamma_{Sca})/2] \times \\ & \times \mathbf{V}_{0c}(t - (T_a + T_b + T_c)) + [(\Gamma_{Lbb} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sca}) - \\ & - \beta(\Gamma_{Lbb}(1 + \Gamma_{Sbb})) + (\Gamma_{Lbb} \Gamma_{Sab} \Gamma_{Scb})/2] \mathbf{V}_{0b}(t - 2T_b) + \\ & + [(\Gamma_{Lcc} \Gamma_{Sac} \Gamma_{Sbc}) - \beta(\Gamma_{Lcc} \Gamma_{Sac} \Gamma_{Sbc}) + \\ & + (\Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})/2] \mathbf{V}_{0c}(t - 2T_c), \quad (2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_d(l,t) = & [(1 - \Gamma_{Laa}) - \beta(\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca}) + (\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca})/2] \mathbf{V}_{0a}(t - T_a) + \\ & + [\Gamma_{Lab} \Gamma_{Lcb} - \beta(1 - \Gamma_{Lbb}) + (\Gamma_{Lab} + \Gamma_{Lcb})/2] \mathbf{V}_{0b}(t - T_b) + \\ & + [(\Gamma_{Lac} \Gamma_{Lbc}) - \beta(\Gamma_{Lac} \Gamma_{Lbc}) + (1 - \Gamma_{Lcc})/2] \mathbf{V}_{0c}(t - T_c), \quad (3) \end{aligned}$$

где \mathbf{V}_{0a} , \mathbf{V}_{0b} , \mathbf{V}_{0c} – векторы источников падающих волн, Γ_{Laa} , Γ_{Lab} , Γ_{Lac} , Γ_{Lba} , Γ_{Lbb} , Γ_{Lbc} , Γ_{Lca} , Γ_{Lcb} , Γ_{Lcc} , Γ_{Saa} , Γ_{Sab} , Γ_{Sac} , Γ_{Sba} , Γ_{Sbb} , Γ_{Sbc} , Γ_{Sca} , Γ_{Scb} , Γ_{Scc} – элементы матриц Γ_S , Γ_L , а T_a , T_b , T_c – время распространения волн в линии.

Для первого пассивного проводника, расположенного между активным и другим пассивным проводником, получено:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_d(0,t) = & (\mathbf{V}_{0a}(t) + (1 - \beta) \mathbf{V}_{0b}(t)) + [\Gamma_{Laa}(1 + \Gamma_{Saa}) + \\ & + (1 - \beta)(\Gamma_{Laa} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sca})] \mathbf{V}_{0a}(t - 2T_a) + \\ & + [\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca} \Gamma_{Sab} \Gamma_{Sac} + (1 - \beta) [\Gamma_{Lba}(1 + \Gamma_{Sbb})]] \mathbf{V}_{0a}(t - (T_a + \\ & + T_b + T_c)) + [\Gamma_{Lab}(1 + \Gamma_{Saa}) + (1 - \beta)(\Gamma_{Lab} \Gamma_{Lcb} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sbc})] \times \\ & \times \mathbf{V}_{0b}(t - (T_a + T_b + T_c)) + [(\Gamma_{Lbb} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sca}) + (1 - \beta)(\Gamma_{Lbb}(1 + \\ & + \Gamma_{Sbb}))] \mathbf{V}_{0b}(t - 2T_b), \quad (4) \end{aligned}$$

$$\mathbf{V}_d(l,t) = [(1 - \Gamma_{Laa}) + (1 - \beta)(\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca})] \mathbf{V}_{0a}(t - T_a) + \\ + [\Gamma_{Lab} \Gamma_{Lcb} + (1 - \beta)(1 - \Gamma_{Lbb})] \mathbf{V}_{0b}(t - T_b). \quad (5)$$

Для второго пассивного проводника, расположенного дальше от активного проводника, получено:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_d(0,t) = & (\mathbf{V}_{0a}(t) - \beta \mathbf{V}_{0b}(t) - \mathbf{V}_{0c}(t)/2) + [\Gamma_{Laa}(1 + \Gamma_{Saa}) - \\ & - \beta(\Gamma_{Laa} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sca}) - (\Gamma_{Sca} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Laa})/2] \mathbf{V}_{0a}(t - 2T_a) + \\ & + [\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca} \Gamma_{Sab} \Gamma_{Sac} - \beta[\Gamma_{Lba}(1 + \Gamma_{Sbb})] - (\Gamma_{Lca}(1 + \Gamma_{Scc})/2] \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \times \mathbf{V}_{0a}(t - (T_a + T_b + T_c)) + [\Gamma_{Lab}(1 + \Gamma_{Saa}) - \beta(\Gamma_{Lab} \Gamma_{Lcb} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sbc}) - \\ - (\Gamma_{Lcb}(1 + \Gamma_{Scc})/2] \mathbf{V}_{0b}(t - (T_a + T_b + T_c)) + [\Gamma_{Lac}(1 + \Gamma_{Saa}) - \\ - \beta(\Gamma_{Lbc}(1 + \Gamma_{Sbb})) - (\Gamma_{Lbc} \Gamma_{Lac} \Gamma_{Scb} \Gamma_{Sca})/2] \mathbf{V}_{0c}(t - \\ - (T_a + T_b + T_c)) + [(\Gamma_{Lbb} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sca}) - \beta(\Gamma_{Lbb}(1 + \Gamma_{Sbb})) - \\ - (\Gamma_{Lbb} \Gamma_{Sab} \Gamma_{Scb})/2] \mathbf{V}_{0b}(t - 2T_b) + [(\Gamma_{Lcc} \Gamma_{Sac} \Gamma_{Sbc}) - \\ - \beta(\Gamma_{Lcc} \Gamma_{Sac} \Gamma_{Sbc}) - (\Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})/2] \mathbf{V}_{0c}(t - 2T_c), \quad (6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_d(l,t) = & [(1 - \Gamma_{Laa}) - \beta(\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca}) - (\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca})/2] \mathbf{V}_{0a}(t - T_a) + \\ & + [\Gamma_{Lab} \Gamma_{Lcb} - \beta(1 - \Gamma_{Lbb}) - (\Gamma_{Lab} + \Gamma_{Lcb})/2] \mathbf{V}_{0b}(t - T_b) + \\ & + [(\Gamma_{Lac} \Gamma_{Lbc}) - \beta(\Gamma_{Lac} \Gamma_{Lbc}) - (1 - \Gamma_{Lcc})/2] \mathbf{V}_{0c}(t - T_c). \quad (7) \end{aligned}$$

Для выполнения моделирования значения параметров сигнала и линии передачи взяты из [4]. Матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1,250 \cdot 10^{-10} & -1,872 \cdot 10^{-12} & -3,790 \cdot 10^{-13} \\ -1,870 \cdot 10^{-12} & 1,251 \cdot 10^{-10} & -1,870 \cdot 10^{-12} \\ -3,790 \cdot 10^{-13} & -1,872 \cdot 10^{-12} & 1,250 \cdot 10^{-10} \end{bmatrix}, \quad \Phi/\text{м}, \\ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 2,884 \cdot 10^{-7} & 1,263 \cdot 10^{-8} & 3,147 \cdot 10^{-9} \\ 1,263 \cdot 10^{-8} & 2,883 \cdot 10^{-7} & 1,263 \cdot 10^{-8} \\ 3,147 \cdot 10^{-9} & 1,263 \cdot 10^{-8} & 2,884 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix}, \quad \text{Гн/м}. \quad (8) \end{aligned}$$

Длина линии 0,1 м. Параметры сигнала: форма трапеции, длительность вершины – 6 нс, фронта – 1,5 нс, спада – 1,5 нс.

Тогда из (1) получим $\beta = 1/3$ и

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 1 & -0,333 & 0,5 \\ 1 & 0,666 & 0 \\ 1 & -0,333 & -0,5 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,333 & -0,5 & 1 \\ 0,333 & 1 & 0 \\ 0,333 & -0,5 & -1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Результаты моделирования приведены для двух случаев: согласованного, где величина резисторов равна значению диагональных элементов матрицы \mathbf{Z} , и рассогласованного только со стороны нагрузки, где $R_n = 100$ Ом.

Матрицы модальных коэффициентов отражения в начале (S) и конце (L) отрезка для согласованного и рассогласованного случаев:

$$\begin{aligned} \Gamma_S = \begin{bmatrix} -0,021 & 0 & 0 \\ 0 & 0,01 & 0 \\ 0 & 0 & 0,00315 \end{bmatrix}, \\ \Gamma_L = \begin{bmatrix} -0,021 & 0 & 0 \\ 0 & 0,01 & 0 \\ 0 & 0 & 0,00315 \end{bmatrix}, \quad (10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Gamma_S = \begin{bmatrix} -0,021 & 0 & 0 \\ 0 & 0,01 & 0 \\ 0 & 0 & 0,00315 \end{bmatrix}, \\ \Gamma_L = \begin{bmatrix} -0,332 & 0 & 0 \\ 0 & 0,367 & 0 \\ 0 & 0 & 0,354 \end{bmatrix}. \quad (11) \end{aligned}$$

Ниже на рис. 1–3 представлены формы сигнала на концах отрезка трехпроводной линии передачи для случая согласования линии из представленных выше аналитических выражений и в TALGAT.

Из рис. 1 видно, что формы сигналов активного проводника, вычисленные по выражениям (2) и (3) на ближнем и дальнем концах, совпадают по задержке, амплитуде и полярности с результатом, полученным в TALGAT. Длительности на ближнем и дальнем концах для двух результатов совпадают.

Из рис. 2 также видно, что формы сигналов совпадают.

Из рис. 3 видно, что форма сигнала второго пассивного проводника, полученная по выведенному выражению, на ближнем конце по амплитуде различается на 60% с результатом, полученным в TALGAT, а на дальнем конце – на 50%. Полярности полученных форм сигнала совпадают. Длительности сигнала на ближнем и дальнем концах для двух результатов совпадают.

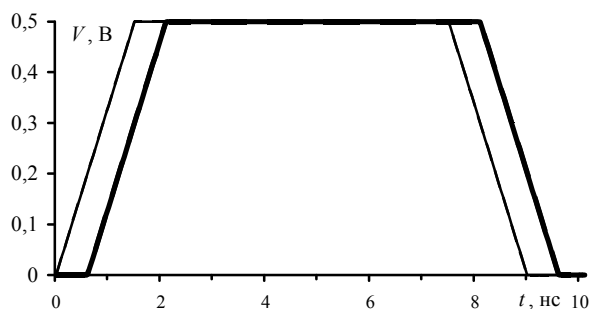


Рис. 1. Формы напряжений в начале и конце активного проводника трехпроводной линии, полученные на основе выражений (2) и (3) (---) и в TALGAT (—); формы сигнала на дальнем конце выделены цветом

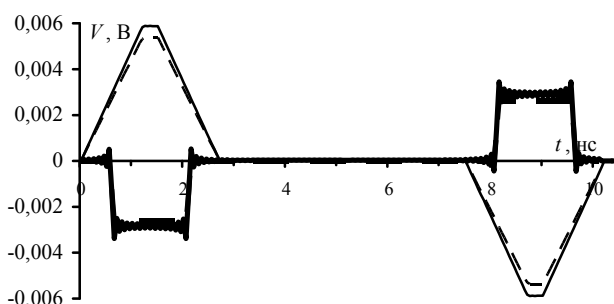


Рис. 2. Формы напряжений в начале и конце первого пассивного проводника трехпроводной линии, полученные на основе выражений (4), (5) (---) и в TALGAT (—), формы сигнала на дальнем конце выделены цветом

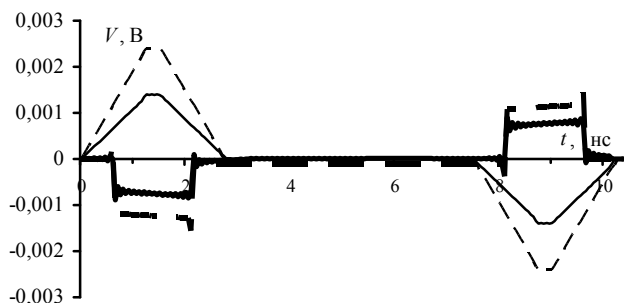


Рис. 3. Формы напряжений в начале и конце второго пассивного проводника трехпроводной линии, полученные на основе выражений (6), (7) (---) и в TALGAT (—), формы сигнала на дальнем конце выделены цветом

На рис. 4–6 представлено сравнение форм сигнала на концах отрезка трехпроводной линии передачи для случая согласования со стороны генератора, полученные из представленных выше аналитических выражений и в TALGAT.

Из рис. 4 видно, что формы сигналов активного проводника, вычисленные по выражениям (2) и (3), совпадают по задержке и амплитуде с результатом, полученным в TALGAT.

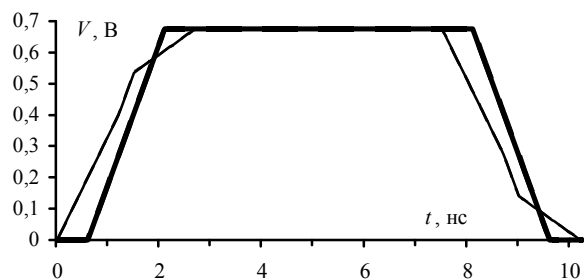


Рис. 4. Формы напряжений в начале и конце активного проводника трехпроводной линии, полученные на основе выражений (2) и (3) (---) и в TALGAT (—), формы сигнала на дальнем конце выделены цветом

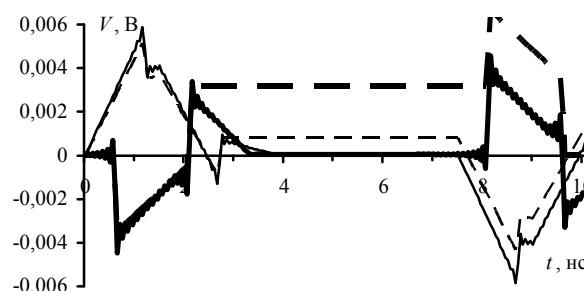


Рис. 5. Формы напряжений в начале и конце первого пассивного проводника трехпроводной линии, полученные на основе выражений (4) и (5) (---) и в TALGAT (—), формы сигнала на дальнем конце выделены цветом

Из рис. 5 видно, что форма сигнала первого пассивного проводника на дальнем конце, вычисленная по выражению (5), совпадает с результатом, полученным в TALGAT, но с 2 нс увеличивается в три раза. На ближнем конце результат, полученный по выражению (4), по амплитуде совпадает с результатом, полученным в TALGAT. Полярности полученных форм сигнала и задержка совпадают.

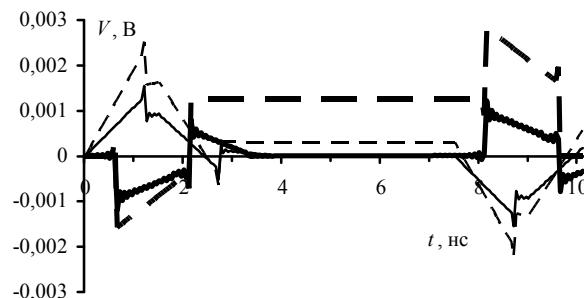


Рис. 6. Формы напряжений в начале и конце второго пассивного проводника трехпроводной линии, полученные на основе выражений (6) и (7) (---) и в TALGAT (—), формы сигнала на дальнем конце выделены цветом

Из рис. 6 видно, что форма сигнала второго пассивного проводника на дальнем конце, вычисленная по выражению (7), по амплитуде различается на 30% с результатом, полученным в TALGAT, а также с 2 нс увеличивается в три раза. На ближнем

конец результат, полученный по выражению (6) по амплитуде различается на 30% по сравнению с результатом, полученным в TALGAT. Полярности полученных форм сигнала и задержка совпадают.

Сравнение форм сигналов, полученных в системе TALGAT и на основе выведенных выражений (2)–(7), выявило достоверность результатов с разницей не более 10% для случая согласованной линии. Аналогичное сравнение форм сигналов, полученных для случая согласования со стороны генератора, показало различие более 50% с результатом, полученным в системе TALGAT. Причины различий выясняются.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МД 365.2018.8.

Литература

1. You H. Crosstalk analysis of interconnection lines and Packages in High-speed integrated circuits/ H.You, M. Soma // IEEE Transactions on Circuits And Systems. – 1990. – Vol. 37. – P. 1019–1026.

2. Park S.W. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain / S.W. Park, F. Xiao, Y. Kami // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2010. – Vol. 52. – P. 436–446.

3. Рыжова М.В. Алгоритм вычисления форм сигнала на концах отрезка двухпроводной линии передачи, основанный на методе модального разложения во временной области // Междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018». – Томск, Россия, 16–18 мая 2018. – С. 274–277.

4. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 152 с.

Рыжова Мария Витальевна
Магистрант каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: mariya_rijova@mail.ru

УДК 537.868

Г.Е. Кулешов, А.В. Сбродов

Электромагнитный отклик от композиционных покрытий на основе карбонильного железа с многостенными углеродными нанотрубками и ферритами

Приведено исследование электромагнитного отклика от композиционных материалов на металле. Композиты содержат порошки карбонильного железа с многостенными углеродными нанотрубками и ферритом. Измерения проводились в диапазоне частот от 10 МГц до 18 ГГц. Добавление 2 вес.% углеродных нанотрубок к 40 вес.% карбонильного железа эквивалентно увеличению концентрации карбонильного железа с 40 до 70 вес.%. Это позволит заметно снизить материалоемкость и массу композита.

Ключевые слова: электромагнитные характеристики, композиты, карбонильное железо, ферриты, углеродные нанотрубки, СВЧ.

На сегодняшний день заметно ускорение темпов развития современной радиоэлектронной аппаратуры. К такой аппаратуре можно отнести новые компоненты современной компьютерной техники, всевозможные беспроводные устройства связи и передачи данных (Bluetooth, Wi-fi-устройства и сотовые телефоны), микроволновые печи, а также различную технику, используемую для локации и отслеживания объектов в военной отрасли. Частотная область работы всех таких устройств приходится на СВЧ-диапазон излучения. При этом возникают проблемы электромагнитной безопасности (перехват передаваемых сигналов) и электромагнитной совместимости (взаимное влияние друг на друга отдельных компонент и устройств) [1]. Также электромагнитное излучение оказывает негативное воздействие на биологические объекты. Поэтому имеется необходимость поиска новых радиоматериалов, позволяющих снизить отрицательное воздействие сверхвысокочастотного излучения.

Перспективными в данном направлении являются композиционные материалы. При правильном подборе составляющих композита они позволяют добиться требуемых электромагнитных свойств (высоких значений коэффициента поглощения и малого коэффициента отражения), получить низкую массу и высокую прочность материала. В качестве наполнителей для композиционных поглощающих покрытий достаточно широко используются различные углеродные материалы (сажа, одностенные и многостенные углеродные нанотрубки, фуллерены, луковичные структуры, графен и т.д.), ферриты, а также порошки карбонильного железа [2–5]. Ведутся разработки новых радиопоглощающих покрытий на основе сегнетоэлектриков и мультиферроиков. В ряде работ для снижения электромагнитных помех предлагаются конструкционные анизотропные материалы [6] или композиты с добавлением наноразмерных частиц.

Поэтому исследования композитов на основе карбонильного железа, многостенных углеродных

нанотрубок и ферритов представляют большой интерес для практического применения.

Материалы

Выбор связующего вещества зависит от назначения изготовленных композиционных покрытий. В качестве полимерной основы могут выступать: силиконовые герметики, лаки, краски, эпоксидная смола, натуральные и искусственные каучуки. В нашем случае для простоты изготовления образцов была выбрана эпоксидная смола марки ЭДП-20 с отвердителем полиэтиленполиамином (ПЭПА).

В качестве наполнителей использовались порошки различных радиоматериалов. Прежде всего, это карбонильное железо марки Р-100 (КЖ), феррит шпинели Fe_3O_4 с размерами частиц менее 120 мкм, изготовленный по стандартной керамической технологии, а также многостенные углеродные нанотрубки (МУНТ), изготовленные каталитическим методом (табл. 1) [7].

Таблица 1

Характеристики использованных МУНТ

Характеристика	Значение характеристики
Средний диаметр нанотрубок (диапазон диаметров)	18,6 нм (7–38 нм)
Содержание МУНТ, мас. %	Более 90%
Примеси (по данным ПЭМ)	Fe-Co, инкапсулированные в нанотрубоках
Зольность (несгораемый остаток по данным ДТА)	<10 вес. %
Примеси металлов (Fe, Co, Ca по данным рентгенофлуоресцентного анализа)	< 7 вес. %
Внешняя удельная поверхность (включая поверхность мезопор)	115 ± 10 м ² /г
Истинная плотность (по данным гелиевой пикнометрии)	2,099 г/см ³
Размер области когерентного рассеяния, толщина стенки МУНТ	4,6 нм; 12–14 слоев

Изготовление экспериментальных образцов

Изготовленные образцы представляют собой плоско-параллельные шайбы для измерения в коаксиальной ячейке. Размеры образцов: внешний диаметр $d_{\text{внеш}} = 7$ мм, внутренний диаметр $d_{\text{внут}} = 3$ мм, толщина $h = 2,25$ мм. Образцы изготавливались по следующей схеме: выбор исходных компонент; расчет их массовой доли в композите; взвешивание компонент; механическое перемешивание и обработка с использованием ультразвукового диспергатора и магнитной мешалки для повышения однородности смеси; заливка в специальные формы и полимеризация смеси при комнатной температуре; механическая обработка образцов, для придания формы шайбы.

Таким образом, изготовлены 9 экспериментальных образцов композитов для измерений. Их основные характеристики представлены в табл. 2.

Измерительная установка

Для исследования поведения электромагнитных откликов применялся волноводный метод с использованием коаксиальной измерительной ячейки. В

качестве приборной основы экспериментальной установки использовался векторный анализатор цепей Р4М-18 фирмы «Микран». Данный прибор позволяет проводить измерения в диапазоне частот от 0,01 до 18,00 ГГц. При этом для исследования электромагнитного отклика можно реализовать схемы измерения «на прохождение» и «на отражение» (рис. 1).

Таблица 2

Изготовленные образцы и их параметры

Образец №	Содержание эпоксидной смолы, вес. %	Содержание наполнителя, вес. %		
		Карбонильное железо	МУНТ	Феррит
1	60	40	–	–
2	50	50	–	–
3	40	60	–	–
4	30	70	–	–
5	20	80	–	–
6	59	40	1	–
7	58	40	2	–
8	40	40	–	20
9	20	40	–	40

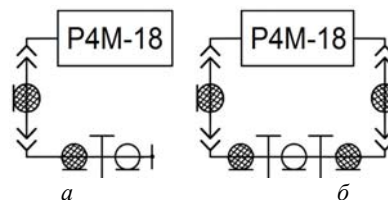


Рис. 1. Принципиальные схемы измерений: а – «на отражение»; б – «на прохождение»

Схема «на отражение» (см. рис. 1, а) позволяет непосредственно измерить частотную зависимость электромагнитного отклика от образцов композитов, которые помещены в коаксиальную ячейку с короткозамыкателем на конце. Данный метод характеризует поглощающие свойства образца, расположенного на металлической поверхности. Измерения позволили получить значения коэффициента отражения (R) от слоя композитов на металле в диапазоне частот от 10 МГц до 18 ГГц.

Схема «на прохождение» (см. рис. 1, б) используется для измерения коэффициентов матрицы рассеяния S_{11} , S_{12} , S_{21} и S_{22} , т.е. для измерения коэффициентов прохождения и отражения волны через образец, помещенный в коаксиальную ячейку, при прохождении волны в одном направлении и в обратном. На основе полученных S -параметров с учетом изменения их фазы можно рассчитать спектры комплексной магнитной (МП) и диэлектрической проницаемости (ДП). Для этого в данной работе использовалась методика Беккера–Джарвиса [8]. На основе полученных спектров комплексной магнитной и диэлектрической проницаемости в плосковолновом приближении рассчитывается коэффициент отражения от слоя магнитодиэлектрика, расположенного на отражающей поверхности (металлическая поверхность).

Результаты и обсуждение

Далее представлены результаты измерений электромагнитного отклика от композиционных ма-

териалов, расположенных на металле. Помимо исследования экспериментально полученных зависимостей, использована методика расчета электромагнитного отклика от слоя магнетодиэлектрика, на основе рассчитанных спектров комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей, которая позволила получить частотную зависимость коэффициента отражения в плосковолновом приближении. Сравнивая результаты, полученные с помощью моделирования, можно отметить, что данная модель достаточно хорошо согласуется с экспериментально полученными зависимостями. И данную модель можно использовать для расчета коэффициента отражения электромагнитной волны от поглощающего покрытия, расположенного на отражающей поверхности, если известны спектры комплексных ДП и МП.

На рис. 2 представлены частотные зависимости коэффициентов отражения от экспериментальных образцов с различными концентрациями карбонильного железа. Можно заметить, что с увеличением концентрации КЖ коэффициент отражения значительно уменьшается, достигая значений, превышающих $R = -10$ дБ, что соответствует уменьшению отражаемой мощности в 10 раз. При этом пик минимума коэффициента отражения смещается в более низкочастотную область.

На частотной зависимости представленной на рис. 3, наблюдается ослабление коэффициента отражения при добавлении к карбонильному железу МУНТ и феррита. Также можно заметить, что добавление нескольких процентов (1 и 2%) МУНТ практически эквивалентно добавлению нескольких десятков процентов (20 и 40%) феррита. Добавление 2 вес.% МУНТ привело к уменьшению коэффициента отражения примерно в 8 раз, при этом пик поглощения также смещается к более низким частотам.

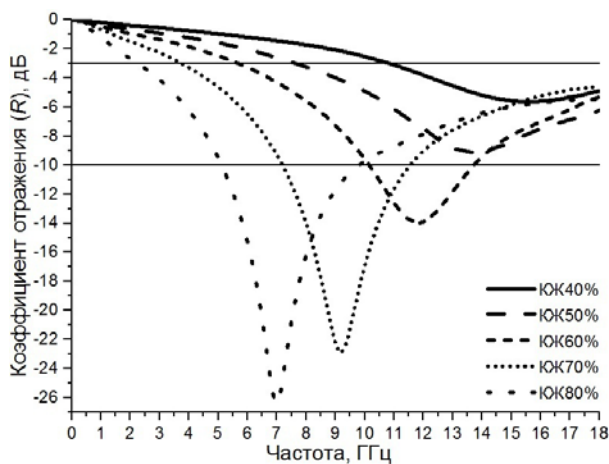


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента отражения для различных концентраций карбонильного железа

Полученные зависимости позволяют охарактеризовать композиционный материал на основе эпоксидной смолы с добавлением карбонильного железа, многостенных углеродных нанотрубок и ферритов как эффективный поглотитель электромагнитного излучения в различных диапазонах. Так, примене-

ние композита с 80 вес.% КЖ позволит снизить коэффициент отражения более чем в 10 раз в диапазоне частот от 5,5 до 9,5 ГГц; композита с 70 вес.% КЖ – в диапазоне от 7,5 до 11,5 ГГц, а композита с 40 вес.% КЖ и 2 вес.% МУНТ – в диапазоне от 9,5 до 12 ГГц. Добавление 2 вес.% МУНТ к 40 вес.% КЖ эквивалентно увеличению концентрации КЖ с 40 до 70 вес.%, что заметно снижает материалоемкость и массу композита.

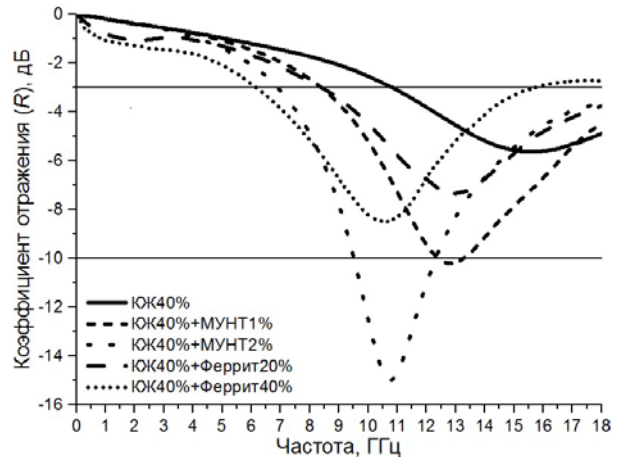


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента отражения для фиксированных концентраций карбонильного железа с добавлением МУНТ и феррита

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта №18-32-00810.

Литература

1. Quan B. A permittivity regulating strategy to achieve high-performance electromagnetic wave absorbers with compatibility of impedance matching and energy conservation / B. Quan, X. Liang, G. Xu et al. // *New Journal of Chemistry*. – 2017. – Vol. 41, No. 3. – P. 1259–1266.
2. Peng Q. New materials graphyne, graphdiyne, graphone, and graphane: review of properties, synthesis, and application in nanotechnology / Q. Peng, A.K. Dearden, J. Crean et al. // *Nanotechnology, Science and Applications* / – 2014. – Vol. 7. – P. 1–29.
3. Kanehashi S. Development of biobased microwave absorbing composites with various magnetic metals and carbons / S. Kanehashi, T. Oyagi, S. Ando et al. // *Journal of applied polymer science*. – 2016. – Vol. 133, No. 44. – P. 44131–1–44131-9.
4. Ren X. Microwave absorption properties of double-layer absorber based on carbonyl iron/barium hexaferrite composites / X. Ren, H. Fan, Y. Cheng // *App. Phys. A: Mat. Sci. and Proc.* – 2016. – Vol. 122. – P. 506–1–506-7.
5. Wangchang L. Enhanced and broadband microwave absorption of flake-shaped Fe and FeNi composite with Ba ferrites / L. Wangchang, L. Junjun, Z. Xiang et al. // *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. – 2017. – Vol. 426. – P. 504–509.
6. Berdugin A.I. Anisotropic materials based on magnetic microwires in EHF range / A.I. Berdugin, V.U. Vigovskiy, A.V. Badin, G.E. Kuleshov // *Key Engineering Materials*. – 2017. – Vol. 743, KEM. – P. 81–85.
7. Kuleshov G.E. Electromagnetic response from composite radiomaterials based on multiwall carbon nanotubes at

microwave frequencies / G.E. Kuleshov, Y.V. Zhuravlyova, O.A. Dotsenko // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 – Proceedings. – 7147115. – P. 1–4.

8. Chalapat K. Wideband Reference-Plane Invariant Method for Measuring Electromagnetic Parameters of Materials / K. Chalapat, K. Sarvala, J. Li, G. Sorin // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2009. – Vol. 57, No. 9. – P. 2257 – 2267.

Кулешов Григорий Евгеньевич

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. радиоэлектроники
радиофизического факультета НИ ТГУ
Эл. почта: grigorij-kge@sibmail.com

Сбродов Алексей Вячеславович

Студент каф. радиоэлектроники радиофизического
факультета НИ ТГУ
Эл. почта: vip.vasya.1996@mail.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Председатель секции – Тисленко Владимир Ильич, д.т.н., профессор каф. РТС

Н.В. Дуплищева, А.С. Бернгардт	
Сравнение эффективности алгоритмов сжатия семейства Лемпела–Зива	5
М.С. Смолин, Ю.С. Хило, А.М. Голиков	
Исследование модели системы связи для «роя» БПЛА	8
М.Д. Медведев, В.С. Кралинов, А.М. Голиков	
Исследование модели системы связи для наноспутников CubeSat на базе стандарта DVB-RCS2	10
А.А. Охрименко, Я.В. Крюков, А.В. Местников, А.Н. Глазырин	
Канал связи с мультиплексированием абонентов по мощности	12
А.Э. Горбунова, Е.А. Кулемина, А.М. Голиков	
Исследование системы связи на базе по SystemView для космического аппарата с эллиптической орбитой	16
М.Л. Никитин, А.Н. Копысов, М.М. Марков, И.С. Батурич	
Выравнивание времени распространения сигналов цифровых шин посредством ПЛИС	18
Д.Д. Зыков, И.В. Поспелова, Д.Р. Уразаев, А.О. Карасенко	
Механизмы обработки управляющих сообщений протокола LOADng	20
Т.И. Сабитов, М.А. Степанов, А.В. Киселев	
Влияние неточности задания параметров сигналов двухточечной квазикогерентной модели на характеристики моделируемых шумов координат	25
Е.В. Щерба, Г.А. Литвинов, М.В. Щерба	
Проблема обеспечения качества обслуживания при маршрутизации пакетов в динамически организуемых телекоммуникационных сетях для переограниченных случаев	28

Секция 3

НАНОЭЛЕКТРОНИКА СВЧ.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ, АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

*Сопредседатели секции – Бабак Леонид Иванович, д.т.н., профессор каф. КСУП;
Черкашин Михаил Владимирович, к.т.н., доцент каф. КСУП*

А.А. Коколов, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак, А.В. Дроздов	
Монолитный смеситель диапазона 1–4,5 ГГц со встроенным усилителем гетеродина на основе технологии SiGe BiCMOS	32
А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев, Е.А. Шутов	
Проектирование широкополосного буферного усилителя диапазона 8–12 ГГц на основе 0,13 мкм БиКМОП-технологии	36
Е.А. Шутов, А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев	
Проектирование цифрового перестраиваемого 6-битного аттенюатора диапазона частот 8–12 ГГц на основе 0,13 мкм БиКМОП-технологии	38

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

*Председатель секции – Троян Павел Ефимович, д.т.н., профессор,
проректор по учебной работе ТУСУРа, зав. каф. ФЭ*

А.А. Чиняков, В.В. Сохорева	
Определение глубинного профиля концентрации водорода и дейтерия с помощью методики ядер отдачи	40
А.А. Чиняков, В.В. Сохорева	
Исследование толщины и элементного состава пленок с помощью методики резерфордского обратного рассеяния	43
Д.В. Билевич, А.А. Попов, А.С. Сальников, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, А.А. Калентьев	
Тестирование автоматической методики построения и верификации нелинейной модели GaAs НЕМТ-транзисторов	47
И.В. Федин, Е.В. Ерофеев	
AlGaIn/GaN-диоды с барьером Шоттки на основе Ni, Mo, Hf и Ti	50

А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников, А.А. Калентьев, И.М. Добуш, Д.В. Гарайс Исследование виртуальной метрологии с использованием физико-технологического моделирования	53
А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников, А.Е. Горяинов Виртуальная метрология для контроля процесса химико-механической планаризации	56
А.Е. Петрюк Оптические свойства пленок ИТО на кремнии и на стекле	59
Е.В. Ерофеев, Д.А. Шишкин, В.В. Курикалов, И.В. Федин Разработка СВЧ-монокристаллических интегральных схем фазовращателя и усилителя мощности Ka-диапазона для создания информационно-коммуникационных систем следующего поколения (5G).....	61
О.А. Ульянова, В.С. Доценко, О.А. Доценко Влияние концентрации углеродных нанонаполнителей на электрофизические характеристики композиционного материала.....	64
А.Б. Черепашин, Р.В. Ромашко, А.М. Захаренко, Т.А. Ефимов Функционализация кремниевого микроантислевера для детектирования концентрации биологических молекул.....	66
Ю.С. Жидик, П.Е. Троян, А.В. Ильиных, Ю.В. Сахаров Изменение поверхностного сопротивления GaN при напылении тонкопленочных слоев методом магнетронного распыления	68

Секция 5**АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА**

*Сопредседатели секции – Гошин Геннадий Георгиевич, д.ф.-м.н., профессор каф. СВЧиКР;
Сычев Александр Николаевич, д.т.н., профессор каф. КСУП*

А.Г. Генералов, Э.В. Гаджиев Концепция построения миниатюрной антенной системы для класса малых космических аппаратов.....	71
С.А. Ходенков, Н.М. Боев, В.В. Иванин Микрополосковые диплексеры на основе двумерного электромагнитного кристалла.....	74
А.Н. Глазырин, Д.А. Голов, А.В. Местников, В.Д. Дмитриев Балансный СВЧ-усилитель мощности S-диапазона	77
Д.А. Голов, А.Н. Глазырин, А.А. Охрименко, В.Д. Дмитриев СВЧ-усилитель мощности X-диапазона	81
А.В. Местников, Д.А. Голов, А.А. Охрименко, Ш.В. Куулар, В.Д. Дмитриев СВЧ-усилитель мощности S-диапазона с параллельным соединением транзисторов.....	85
А.О. Семкин, В.М. Путхенпуракалчир, И.А. Резаев, А.В. Фатеев Изменение параметров радиопоглощающих материалов на основе эластичного пенополиуретана при введении в них различных антипиреновых пропиток.....	88
А.Н. Сычев, К.К. Жаров Моделирование неодинаковых связанных линий с лицевой связью	91

Секция 6**ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ**

*Сопредседатели секции – Лоцилов Антон Геннадьевич, к.т.н., зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена»;
Филатов Александр Владимирович, д.т.н., профессор каф. ТОР*

С.Г. Еханин, А.А. Томашевич, Н.К. Афанасьев Комплексное исследование процесса дефектообразования в кристаллах GaN-светодиодов средней мощности при длительных испытаниях.....	94
Н.Д. Малютин, А.В. Андреев, Г.А. Малютин, Р.М. Шарабудинов Трансформатор импедансов на расщепленных полосковых линиях	97
С.А. Артищев, С.Г. Еханин, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов Дистанционное влияние квантовых связей между запутанными электронами на электропроводность кристалла NaCl.....	101
И.А. Ершов Разработка программно-аппаратного комплекса для дистанционной калибровки	104

В.В. Атамасов, Г.И. Маленко

Использование программно-аппаратного комплекса на базе NI ELVIS II и LabVIEW для измерения спектров диэлектрической проницаемости материалов конденсаторным методом 106

С.А. Артищев, С.Г. Еханин, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов

Квантовые связи между запутанными электронами в ионных ловушках кристалла NaCl..... 110

К.С. Суханова, П.С. Матросова, М.А. Канина, М.Н. Романовский

Ритмическая визуальная стимуляция и функциональное состояние человека-оператора..... 114

Н.Д. Малютин, Р.М. Шарабудинов, А.В. Андреев

Полосковые корректоры частотной зависимости группового времени запаздывания 117

А.Ю. Дракин, А.Н. Школин

Применение тестового оборудования для автопостроения поведенческих моделей интегральных микросхем регуляторов напряжения..... 122

М.П. Сухоруков, Н.А. Шалыпина, Д.С. Торгаева

Метод математической обработки ваттметрограмм для диагностики состояния установок штангового глубинного насоса..... 126

А.Е. Здрок, С.А. Артищев, Н.С. Труфанова, А.Г. Лоцилов

Разработка макетной платы для выполнения зондовых измерений характеристик СВЧ-элементов, изготовленных методом принтерной печати..... 129

Е.А. Смолькова, Е.И. Тренкаль

Способ измерения диэлектрической проницаемости жидких веществ 132

Секция 7**НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА**

Председатель секции – Шандаров Станислав Михайлович, д.ф.-м.н., профессор, зав. каф. ЭП

А.Д. Беспальый, А.Е. Мандель, В.И. Быков

Исследование канальных волноводных структур с пространственно-модулированными параметрами, индуцированных в поверхностном слое кристалла ниобата лития..... 135

А.С. Перин, П.К. Сафронова, Е.В. Морозова

Формирование одномерных дифракционных структур в кристалле ниобата лития квазибездифракционным световым пучком..... 137

Д.И. Дудник, К.О. Гусаченко, И.А. Квасова, А.О. Семкин, Д.С. Шульц

Влияние неоднородности амплитудно-фазового распределения формирующего поля на характеристики системы волноводных каналов в ФПМ-ЖК 140

Секция 8**ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА
И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

*Сопредседатели секции: Шиняков Юрий Александрович, д.т.н., директор НИИ КТ;
Семенов Валерий Дмитриевич, к.т.н., профессор каф. ПрЭ*

К.В. Аржанов, А.В. Аржанова

Разработка и создание системы автоматического регулирования расхода деэмульгатора на установках подготовки нефти..... 144

А.Ю. Мишина, С.П. Шкарупо, Н.О. Студенков, М.У. Эгамбердиев

Разработка блока питания для оборудования электроцикла..... 147

И.Е. Гедзенко, В.Д. Семенов

Применение математического пакета MathCad для нахождения численных решений математической модели инвертирующего преобразователя 149

К.И. Хан, М.А. Кажмаганбетова, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.В. Кобзев

Конструкция и применение поверхностных нагревателей в комплексе локальной гипертермии 152

М.А. Кажмаганбетова, К.И. Хан, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.В. Кобзев

Выбор корректора коэффициента мощности и построение его имитационной модели в среде Matlab/Simulink 154

Д.А. Корольский, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко

Анализ динамических свойств реверсивного преобразователя в источнике питания светодиодного светильника повышенной надежности 157

И.П. Орлянский, С.М. Семенов Сравнение адаптивного и неадаптивного алгоритма поиска точки максимальной мощности в системе солнечной энергетики	161
В.О. Оскирко, А.П. Павлов, А.С. Гренадеров, А.Н. Захаров Новые решения в области электропитания дуальных магнетронных распылительных систем.....	164
П.П. Ананьев, В.В. Аржанов, К.В. Аржанов, В.М. Рулевский, А.Г. Юдинцев Разработка аппарата магнитно-импульсной обработки руды.....	168
С.П. Шкарупо, А.Ю. Мишина, Н.О. Студенков, М.У. Эгамбердиев Измерение сопротивления импеданса химических источников тока с применением импульсного сигнала	170
Н.О. Студенков, С.П. Шкарупо Универсальная зарядная станция для электротранспорта	171
В.Д. Семенов, А.Е. Кебекбаев Математическая модель обратного преобразователя с активным клампом на основе уравнений переменных состояния	173
А.К. Матолыгин, В.А. Кабиров, Н.П. Винтоняк, С.С. Тюнин, В.Д. Семенов Реализация цифровой системы управления высоковольтной системы электропитания космического аппарата	176
Е.В. Алексеев, Г.Г. Жук, Д.Е. Миненко, А.В. Убайчин, А.А. Коколов Особенности измерения относительного уровня второй и третьей гармоник в двухканальных усилителях квадратур сигналов	178
Г.Г. Жук, Е.В. Алексеев, Д.Е. Миненко, А.В. Убайчин Методика измерения фазовой ошибки квадратурного демодулятора	1180
Д.Е. Миненко, Е.В. Алексеев, Г.Г. Жук, А.В. Убайчин Способ измерения коэффициента усиления в двухканальных усилителях квадратур сигналов	182
А.В. Убайчин, Г.Г. Жук, Е.В. Алексеев, Д.Е. Миненко, А.А. Коколов Методика измерения шумов активных смесителей.....	183
В.А. Шарыгин, В.Д. Семенов, В.А. Кабиров Однотактный резонансный преобразователь с частотным управлением	186
В.В. Игнатенко, А.Г. Юдинцев Сравнение непрерывных и дискретных моделей преобразователя понижающего типа.....	191

Секция 9

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – Окс Ефим Михайлович, д.т.н., профессор, зав. каф. физики

А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков, Д.Б. Золотухин, Е.М. Окс, П.В. Алексеевский, Д.А. Голосов, С.М. Завадский Формирование нитрида облучением титана электронным пучком в азотной среде	195
П.В. Алексеевский, И.Ю. Бакеев Генерация электронного пучка плазменным источником с одиночным эмиссионным каналом при повышенных давлениях форвакуумного диапазона.....	197
П.П. Кизириди, В.П. Фролова Экспериментальная установка для исследования плазмы дуги с электродами из многокомпонентных соединений	199
С.А. Останин, А.Н. Гладышева Параметры пучковой плазмы, генерируемой сфокусированным электронным пучком в форвакуумной области давлений	202
А.В. Казаков, А.В. Медовник, Т.Э. Юлдашбаев Исследование возможности формирования керамических покрытий на полимерных материалах методом испарения керамической мишени квазинепрерывным электронным пучком в форвакууме.....	205
Н.А. Прокопенко, В.П. Фролова Результаты экспериментальных исследований дугового разряда с многокомпонентными катодами на основе меди и хрома.....	208
Д.Б. Золотухин, Ю.Г. Юшков, А.В. Тюньков О возможности генерации пучково-плазменного разряда в диэлектрической полости при давлениях среднего вакуума.....	210
А.А. Зенин Применение форвакуумного плазменного источника электронов для сварки стекла.....	213

Секция 10

БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – Костюченко Евгений Юрьевич, к.т.н., доцент. каф. КИБЭВС

Е.С. Киселева, М.П. Бороненко, В.И. Зеленский

Диагностика эмоционального состояния человека методом пупиллометрии..... 216

Ю.Д. Сытник, Ли Линь, Ф.А. Губарев

Анализ динамики прозрачности жидкой среды методом цифровой корреляции спекл-изображений..... 220

С.С. Харченко, Д.И. Новохрестова, Е.Ю. Костюченко

Проблема сегментации на фонемы при оценке качества произнесения слогов
в рамках речевой реабилитации 223

Секция 11

ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА

Председатель секции – Задорин Анатолий Семёнович, д.ф.-м.н., профессор каф. РЗИ

А.А. Аллаберганов, М.Ю. Катаев

Многофункциональный исследовательский комплекс решения задач анализа текстовой информации 227

А.Д. Парфенова, Ю.С. Андреев, Ю.В. Михайлова, Ю.Ю. Смирнов

Разработка светодиодного информационного табло (светодиодный светофор) 229

Р.Р. Габдрахимова, Е.С. Киселева

Оптоэлектронная система контроля психофизических параметров 231

С.Б. Кокабаева, Н.Д. Хатъков

Определение деформаций объекта дистанционным методом 233

К.П. Мельник, А.А. Тик, В.А. Краковский

Влияние градиента температурного поля при выращивании кристаллов КТР
из раствора-расплава на их качество..... 236

А.М. Шерстобитов

Программный комплекс для обработки сигналов импульсного когерентного
доплеровского лидара в реальном времени..... 239

А.С. Задорин

Протокол временного кодирования t_b -кубитов для системы квантового распределения ключей..... 242

А.С. Задорин, Н. Аманбаев, А.А. Кожушко

Модель системы комбинированной стабилизации частоты оптоэлектронного СВЧ-автогенератора 245

Секция 12

ОРГАНИЧЕСКАЯ И НЕОРГАНИЧЕСКАЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СВЕТОТЕХНИКА

Председатель секции – Туев Василий Иванович, д.т.н., профессор, зав. каф. РЭТЭМ

М.В. Андреева, Е.С. Ганская, Е.С. Гайбович, А.И. Черепнев

Пространственное распределение коррелированной цветовой температуры
светодиодной лампы общего применения..... 249

К.В. Тепляков, М.В. Андреева, К.Н. Афонин, Е.С. Ганская

Результаты моделирования тепловых характеристик светодиодного излучающего элемента 252

М.В. Андреева, Е.С. Ганская, Д.К. Нуриев, К.В. Тепляков

Исследование оптических характеристик люминофорных композиций
для белых светодиодов и светодиодных излучающих элементов..... 255

А.Ю. Олисовец, В.И. Туев, С.П. Шкарупо, Д.А. Решетов

Разработка устройства питания светодиодных источников света
с повышенным коэффициентом мощности 258

О.Ф. Задорожный, В.Н. Давыдов

Уровни размерного квантования в квантовых ямах различного профиля 260

Ю.В. Юлаева, А.А. Юлаев

Разработка светотехнической модели и исследование светотехнических характеристик
светодиодного излучающего элемента и светодиодных ламп..... 263

Секция 13

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Председатель секции – Газизов Тальгат Рашитович, д.т.н., зав. каф. ТУ

Л.К. Болатова	Алгоритм и программа для квазистатического анализа регулярной разбалансированной дифференциальной линии в воздухе.....	267
Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов	Особенности модальных фильтров на основе зеркально-симметричных структур.....	269
А.В. Демаков	Обзор коаксиальных камер для измерения эффективности экранирования композитных материалов.....	272
Рустам Р. Газизов, Руслан Р. Газизов	Влияние длительности сверхкороткого импульса на выявление и локализацию экстремумов сигнала в микрополосковой С-секции при моделировании с учетом потерь.....	275
Ч.Л. Хомушку, Р.Р. Газизов	Локализация экстремумов сверхкоротких импульсов от источника преднамеренных воздействий в шине печатной платы космического аппарата.....	277
М.В. Храмцов, А.М. Заболоцкий	Моделирование схем защиты для цепей электропитания на основе модальных фильтров и варисторов.....	280
С.Х. Карри, Р.С. Суровцев	Анализ рассеяния мощности сверхкороткого импульса в витке меандровой линии задержки.....	283
А.А. Квасников, Е.В. Лежнин, S. Raguin	Совершенствование программного модуля оценки эффективности экранирования корпусом.....	286
А.А. Квасников, С.П. Куксенко	Совершенствование алгоритма вычисления матрицы погонных сопротивлений линии передачи.....	290
Б.С. Мухамбетжанова, Р.Р. Газизов	Локализация максимумов N -норм в шине печатной платы.....	293
И.И. Николаев, М.Е. Комнатнов	Сравнительный анализ влияния поперечного сечения силовой шины электропитания на её погонные параметры.....	295
К.П. Малыгин, А.В. Козин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев	Однокритериальная оптимизация защитных меандровых линий генетическим алгоритмом.....	298
М.А. Самойличенко	Моделирование модального фильтра с пассивным проводником в опорной плоскости при разной толщине подложки.....	302
А.А. Собко	Обзор пассивных устройств подавления кондуктивных электромагнитных помех.....	304
А.А. Собко, А.В. Осинцев	Лабораторный макет датчика тока и напряжения на отечественном микроконтроллере K1986BE92Q1.....	308
Е.А. Сердюк, Р.С. Суровцев	Выражения для аналитической оценки формы и амплитуды импульсного сигнала в витке меандровой линии задержки.....	312
А.В. Демаков, М.А. Зуева	Обзор экранирующих материалов.....	315
Ш.В. Куулар, Р.Р. Хажибеков, Е.Б. Черникова	Моделирование модального фильтра для защиты входных цепей пикосекундного локалатора.....	318
В.Н. Башкиров, Е.С. Волкова, В.А. Скворцов, В.С. Шабалов	Выбор испытательных параметров при оценке устройств АСУ по ЭМС.....	321
В.Р. Шарафутдинов	Разработка перспективных устройств с учетом электромагнитной совместимости.....	323
А.А. Иванов	Анализ и сравнение аналитических методов оценки эффективности экранирования корпусов с перфорированной стенкой.....	328
Р.А. Кремзер, А.В. Бадьин	Поглотители КВЧ-излучения, полученные по аддитивной технологии.....	333
М.В. Рыжова	Аналитические выражения для вычисления временного отклика трехпроводной линии передачи на воздействие в форме трапеции.....	335
Г.Е. Кулешов, А.В. Сбродов	Электромагнитный отклик от композиционных покрытий на основе карбонильного железа с многостенными углеродными нанотрубками и ферритами.....	338

Научное издание

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

XIV Международная научно-практическая конференция

28–30 ноября 2018 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

Верстка В.М. Бочкаревой
Корректор В.Г. Лихачева

Издательство «В-Спектр»
Подписано к печати 25.11.2018.
Формат 70×100¹/₁₆. Печать трафаретная.
Печ. л. 21,75. Тираж 100 экз. Заказ 41.

Издано ТУСУР
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, к. 205, ГК. Тел. (382-2) 70-15-24.

Издательство «В-Спектр». ИНН 7017129340
634055, Томск, пр. Академический, 13-24. bvm@sibmail.com
