

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

ДВЕНАДЦАТАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Материалы докладов

г. Томск
16—18 ноября 2016 г.

В двух частях

ЧАСТЬ 1



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

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

XII Международная научно-практическая конференция

16–18 ноября 2016 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

**В-Спектр
Томск – 2016**

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

Э 45 **Электронные средства и системы управления:** материалы докладов XII Международной научно-практической конференции (16–18 ноября 2016 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2016. – 236 с.
ISBN 978-5-91191-348-9
ISBN 978-5-91191-349-6 (Ч. 1)

Сборник содержит материалы докладов, представленных на XII Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 16–18 ноября 2016 г.), по следующим направлениям: радиотехнические и телекоммуникационные системы; нанoeлектроника 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

*Часть статей секций 1–21 направлена для публикации
в журнале «Доклады ТУСУРа»*

ISBN 978-5-91191-348-9
ISBN 978-5-91191-349-6 (Ч. 1)

© ТУСУР, 2016
© Коллектив авторов, 2016



ГЕНЕРАЛЬНЫЙ СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ООО «КЕЙСАЙТ ТЕКНОЛОДЖИЗ»

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*



АО «ПКК Миландр»
124498, г. Москва, Зеленоград,
Георгиевский проспект, д. 5

495 981 5433 Т
495 981 5436 Ф
www.milandr.ru

ПАРТНЕР ПО РАЗВИТИЮ ТУСУРа, ГЕНЕРАЛЬНЫЙ ПАРТНЕР КОНФЕРЕНЦИИ – АО «ПКК МИЛАНДР»

АО «ПКК Миландр» (г. Зеленоград) является одним из ведущих предприятий радиоэлектронного комплекса России, деятельность которого связана с разработкой и производством изделий микроэлектроники и приборов на их основе. В настоящее время «Миландр» обеспечивает разработку высокоинтегрированных микросхем с проектными нормами до 0,065 мкм.

АО «ПКК Миландр» выполнило более 200 НИОКР в интересах предприятий радиоэлектронной промышленности РФ. Номенклатурная линейка «Миландра» составляет более 300 типонаименований микросхем (микроконтроллеры, микропроцессоры, радиочастотные микросхемы, микросхемы проводных интерфейсов, микросхемы управления питанием), которые широко используются российскими предприятиями оборонно-промышленного комплекса. Одним из конкурентных преимуществ компании является наличие собственного сборочного производства, позволяющего выполнять полный комплекс измерений параметров микросхем с последующей их установкой в металлокерамические (для спецприменений) или пластмассовые корпуса, а также Испытательного технического центра микроприборов, осуществляющего измерения, анализ и испытания микросхем. В числе постоянных заказчиков на выполнение работ по проектированию, изготовлению и поставке микроэлектронных изделий значатся российские центры проектирования, научно-исследовательские институты, приборостроительные предприятия и объединения. Компания постоянно расширяет географию и сферу научно-технического сотрудничества, заключая долгосрочные договоры с научными учреждениями России, СНГ и зарубежными научными организациями. Поставка изделий осуществляется в адрес более 800 предприятий радиоэлектронной промышленности.

В 2014 г. АО «ПКК Миландр» совместно с Томским государственным университетом систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) и Томским государственным архитектурно-строительным университетом (ТГАСУ) одержали победу в конкурсе по созданию высокотехнологичного производства интеллектуальных приборов энергетического учета, разработанных и изготовленных на базе отечественных микроэлектронных компонентов, и гетерогенной автоматизированной системы мониторинга потребляемых энергоресурсов на их основе, выполняемом по Постановлению Правительства Российской Федерации № 218. Для выполнения работ по комплексному проекту АО «ПКК Миландр» и ТУСУР открыли Центр системного проектирования. В Центре системного проектирования, созданном на базе ТУСУРа, разрабатывается программное обеспечение для интеллектуальных приборов энергоучета и комплексной системы автоматизированного сбора и обработки информации. Результаты работ Центра системного проектирования будут не только внедряться в производство, но и активно использоваться в учебном процессе ТУСУРа. Широкое внедрение совместных разработок АО «ПКК Миландр», ТУСУРа и ТГАСУ позволит снизить затраты населения за тепло- и электроэнергию на 15–20%.

Также АО «ПКК Миландр» активно проводит различные программы по взаимодействию с вузами: предоставляет вузам оборудование собственного производства и методические пособия для проведения практических занятий на все время сотрудничества. По окончании курсов проводится аттестация студентов, по результатам которой самые талантливые студенты получают сертификаты. Проект реализуется под эгидой импортозамещения, позволяет студентам российских вузов приобрести навыки работы с отечественной элементной базой и иметь преимущество при трудоустройстве в ведущие приборостроительные предприятия России.

В 2016 г. в ТУСУРе создана базовая кафедра микроэлектроники, информационных технологий и управляющих систем (МИТУС) с применением дистанционного обучения, которая сможет решать приоритетные задачи по интеграции образования и науки в производство. Компания нацелена на то, чтобы выпускники кафедры стали незаменимыми сотрудниками различных предприятий радиоэлектронной промышленности и были востребованными специалистами на современном рынке труда. Для этого АО «ПКК Миландр» предоставит своей кафедре самую актуальную материально-методическую базу и обеспечит другими возможными ресурсами компании.

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА

Председатель секции – Шарыгин Герман Сергеевич, д.т.н., профессор каф. РТС

УДК 621.396

Н.А. Куковьякина, Д.В. Царегородцев

Модель движения конечностей человека для радиотехнической системы трекинга

Системы трекинга предназначены для отслеживания положения объектов в пространстве и получения данных о его координатах для формирования изображения аватара – виртуальной модели пользователя. Такие системы находят применение в виртуальной реальности (игры, виртуальные путешествия, обучение, образование, спортивные тренировки), в медицине (медицинская реабилитация, преодоление фобий) и др. Системы трекинга могут быть построены на базе инерциальных, магнитных, ультразвуковых, оптических и радиотехнических датчиков. В данной работе выбраны радиотехнические датчики. Сигнал, получаемый с датчиков, содержит шумовую составляющую, которую можно значительно подавить с помощью фильтрации. Предлагается модель движения конечностей человека для последующего синтеза квазиоптимального нелинейного фильтра.

Ключевые слова: модель движения, радиотехника, система трекинга, фильтрация.

При описании движений опорно-двигательного аппарата человека используется его упрощенная (рабочая) кинематическая модель. Такая модель, представленная на рис. 1, включает девять звеньев туловища и конечностей [1].

Допущения к кинематической модели:

- звенья модели (части тела человека) твердые и не деформируются;
- звенья модели соединены в идеальные кинематические пары шарнирами.

Рассматривается радиотехническая система трекинга конечностей человека. Маркеры прикрепляют к телу человека в точках соединения звеньев.

На выходе измерителей формируется вектор оценок координат маркерных точек, размерность которого зависит от количества точек и количества рассматриваемых плоскостей пространства. Такой вектор представляет собой сумму истинного процесса (низкочастотный случайный процесс) и дискретного белого гауссовского шума, обусловленного тепловым шумом антенны.

За счет информации о возможных взаимных перемещениях маркеров достигается повышение точности фильтрации. В качестве дополнительной информации будем использовать:

- математическую модель движения конечностей человека;
- информацию о фиксированном расстоянии между связанными точками: локоть – кисть, колено – стопа и т.п.

Вопрос выбора математической модели движения в теории оптимальной фильтрации не формализован [2].

В работе ставится задача предложить модель движения конечностей человека для последующего синтеза фильтра методами теории оптимальной нелинейной фильтрации [3].

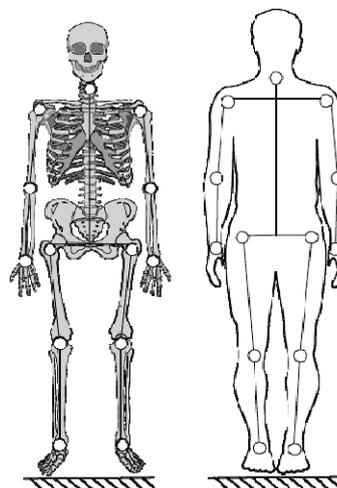


Рис. 1. Рабочая модель человека

Особенности движений человека

Из всего разнообразия движений, совершаемых человеком, возьмем одно из самых распространенных и естественных: ходьбу. Ходьба имеет ярко выраженные систематическую и периодическую составляющие. Предлагается следующие допущения модели: прямолинейная ходьба с постоянной скоростью по горизонтальной плоскости. Координатная плоскость совпадает с плоскостью, в которой перемещается маркерная точка.

Рассмотрим задачу для двух связанных точек, например пятка–колено. Решение этой базовой задачи качественно справедливо для любой пары связанных точек: локоть–запястье, колено–таз и пр. Таким образом, предложенная модель и фильтр на её основе могут быть обобщены на большее число точек.

Аппроксимация закона любой точки для простоты представляется в виде суммы двух составляющих:

- среднего за период наблюдения закона, «тренда»;
- гармонического колебания с периодом, равным длительности двух шагов.

Для горизонтальной координаты (пути) тренд – линейная функция (так как скорость ходьбы принята постоянной). Для вертикальной координаты (высоты) тренд – константа (так как ходьба осуществляется на горизонтальной плоскости). Период гармонических составляющих одинаков для аппроксимаций законов движения всех точек одного пользователя.

Также имеется дополнительная информация о том, что расстояние между коленом и пяткой не изменяется и что ось голени в процессе движения периодически отклоняется в пределах некоего угла α (рис. 2).

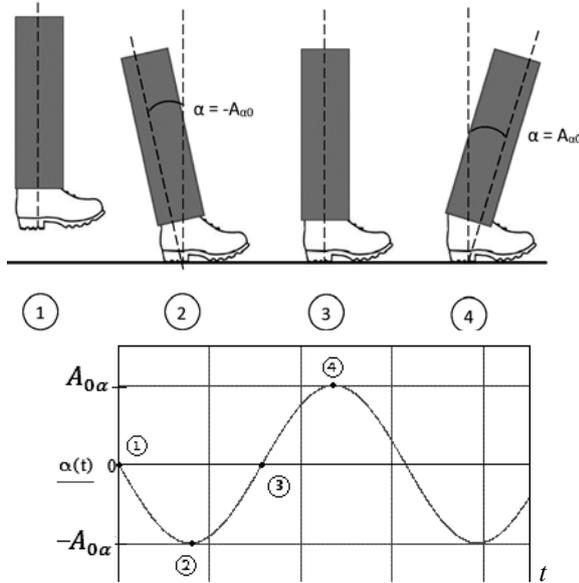


Рис. 2. Динамика ходьбы

Моделирование ходьбы человека

Рассмотрим движение конечностей при прямолинейной равномерной ходьбе. Возьмем две связанные точки: колено–пятка.

Обозначим продольную ось – Oy , вертикальную ось – Oz .

Предлагается следующая модель движения:

$$y(k)^{(1)} = (A_{0y} + A(k)_y) \sin(\Omega_0 kT + \Omega(k)T) + c_{0y} kT + c(k)_y T, \quad (1)$$

$$z(k)^{(1)} = (A_{0z} + A(k)_z) \sin(\Omega_0 kT + \Omega(k)T) + c_{0z} kT + c(k)_z T, \quad (2)$$

$$y(k)^{(2)} = y(k)^{(1)} + L \sin(\alpha(k)), \quad (3)$$

$$z(k)^{(2)} = z(k)^{(1)} + L \cos(\alpha(k)), \quad (4)$$

$$\alpha(k) = -(A_{0\alpha} + A(k)_\alpha) \sin(\Omega_0 kT + \Omega(k)T), \quad (5)$$

где $k = 1, 2, \dots$ – тактовая переменная; $\Omega(k)$ – мгновенное отклонение частоты периодической составляющей походки (применительно к одной ноге) от её номинального значения Ω_0 ; T – период дискретизации; $y(k)^{(1)}$ – закон изменения продольной координаты первой маркерной точки (пятки); $z(k)^{(1)}$ – закон изменения вертикальной координаты первой маркерной точки (пятки); $y(k)^{(2)}$ – закон изменения продольной координаты второй маркерной точки (колена); $z(k)^{(2)}$ – закон изменения вертикальной координаты второй маркерной точки (колена); $\alpha(k)$ – закон изменения угла отклонения второй маркерной точки (колена); $A(k)_y$ – мгновенное отклонение амплитуды периодической составляющей продольной координаты первой маркерной точки (пятки) от её номинального значения A_{0y} ; $A(k)_z$ – мгновенное отклонение амплитуды периодической составляющей вертикальной координаты первой маркерной точки (пятки) от её номинального значения A_{0z} ; $c(k)_y$ – мгновенное отклонение текущей продольной координаты первой маркерной точки от номинального линейного роста со временем; $c(k)_z$ – мгновенное отклонение текущей средней вертикальной координаты первой маркерной точки от её номинального значения c_{0z} ; $A(k)_\alpha$ – мгновенное отклонение амплитуды угла отклонения второй маркерной точки (колена) от её номинального значения $A_{0\alpha}$.

С помощью таблиц антропометрических данных было получено значение о фиксированном расстоянии колено–пятка L , среднее значение которого составляет 50 см [4].

Использование инерциальных и радиотехнических экспериментальных измерений позволило получить значения следующих параметров: частота шага – $\Omega_0 = \frac{2\pi}{0,7}$ рад/с; амплитуда продольной координаты пятки – $A_{0y} = 0,15$ м; амплитуда вертикальной координаты пятки – $A_{0z} = 0,05$ м; средняя за период высота пятки – $c_{0z} = 0,05$ м; амплитуда угла отклонения голени – $A_{0\alpha} = \frac{20\pi}{180}$ рад.



Рис. 3а. Продольная составляющая координаты пятки в интервале наблюдения – $N \in [0; 100]$

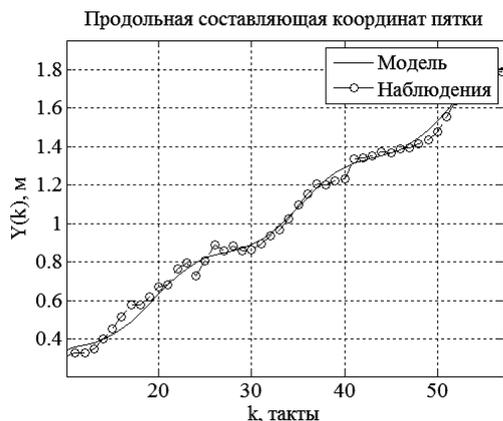


Рис. 3б. Продольная составляющая координаты пятки в интервале наблюдения — $N \in [0; 50]$

Были проведены измерения с помощью радиосистемы DecaWave [5]. На рис. 3а, 3б в разных масштабах представлены радиотехнические измерения и закон движения предложенной моделью.

УДК 621.317.7

Т. Абдирасул уулу, Е.В. Алексеев, Д.Н. Данилов, Г.Г. Жук, А.В. Убайчин, Е.К. Тимофеева

Супергетеродинный приемник микроволновой радиометрической системы

Приводится способ создания супергетеродинных СВЧ-приемников микроволновых радиометрических систем, предназначенных для исследования природных сред. Приведена структурная схема разработанного приемника. Описаны преимущества представленного технического решения по сравнению с известным уровнем техники в части СВЧ-приемных устройств микроволновых радиометрических систем.

Ключевые слова: смеситель, гетеродин, микроволновая радиометрия, нулевой метод, долговременная стабильность, электромагнитная совместимость.

В настоящее время методы дистанционного зондирования применяются для исследования различных объектов и явлений в геологии, климатологии, гидрологии, метеорологии, океанологии и других отраслях науки и техники. Особое место в таких исследованиях занимает микроволновая радиометрия как один из методов изучения различных физических явлений, происходящих в материальных средах и природных образованиях путем проведения измерений электромагнитных колебаний в диапазоне СВЧ, создаваемых собственным тепловым излучением объектов [1].

Неотъемлемой частью радиометрических измерений является аппаратная часть, технические характеристики которой, помимо методологических решений, определяют метрологический уровень полученных данных [2].

При выполнении радиометрических измерений необходимо учитывать хаотическое изменение параметров измерительной аппаратуры [3]. Эти хаотические изменения обусловлены, с одной стороны,

Из рисунков видно, что действительное изменение координат имеет периодическую составляющую, предложенная модель хорошо аппроксимирует реальные законы.

На основе этой модели построен нелинейный фильтр. Учет модели движения конечностей человека повышает точность фильтрации.

В настоящее время ведется работа над созданием радиотехнической системы трекинга на базе представленной модели движения.

Литература

1. Кадочников А.А. Один на один с врагом. Русская школа рукопашного боя. — М.: Феникс, 2006. — 54 с.
2. Березин Л.В. Теория и проектирование радиосистем: учеб. пособие для вузов / Л.В. Березин, В.А. Вейцель. — М.: Сов. радио, 1977. — 234 с.
3. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие для вузов. — М.: Радиотехника, 2003. — 234 с.
4. http://www.infovek.ru/Antropometricheskie_dannye_cheloveka
5. <http://www.decawave.com/sites/default/files/resources/dwml1000-product-brief.pdf>

предельным усилением, составляющим порядка 120 дБ по всему измерительному тракту, а с другой стороны, одинаковой природой измеряемых сигналов и собственных тепловых шумов приемника. Уменьшение влияния изменений параметров на системном уровне в радиометрических системах на сегодняшний день достигается путем применения в радиометре нулевого метода измерений [4].

Помимо прочих задач стабилизации параметров приемников, существует задача повышения электромагнитной совместимости радиометрических систем. Особой актуальностью решение этой задачи обладает для систем, рабочая полоса частот которых находится в L - и S -диапазонах [5–8]. Решение задачи электромагнитной совместимости заключается в необходимости выделения узких полос частот предназначенных для средств радиоастрономии, дистанционного зондирования и т.д., в которых нет побочных источников детерминированного электромагнитного излучения, например радиосвязи. В связи с этим актуальной задачей является создание при-

емников с рабочей полосой частот, соответствующей 2–3% [9].

Реализация узких полос пропускания достигается в приемниках прямого усиления (наиболее распространены в области микроволновой радиометрии) путем применения многосвязных фильтров, состоящих из пяти, шести и более резонаторов, что приводит к повышению затухания в тракте, увеличению габаритов, массы, стоимости и т.д. [10].

Классическим способом для формирования узких полос в приемниках является перенос частоты. В данной работе приводится вариант способа создания супергетеродинного приемника для микроволновой радиометрической системы на основе нулевого метода измерений.

Теория

Согласно проведенным ранее исследованиям нулевой метод является одним из оптимальных решений для создания микроволновых радиометров [4]. Нашим коллективом разработаны технические решения в области реализации модификации нулевого метода измерений в радиометрических приемниках [4]. Структурная схема входной СВЧ-части нулевого радиометра, обеспечивающая реализацию нулевого метода измерений, представлена на рис. 1.

Разработанные на основе представленной схемы (см. рис. 1) микроволновые радиометры характеризуются низким энергопотреблением, высокой стабильностью и динамикой измерений [1].

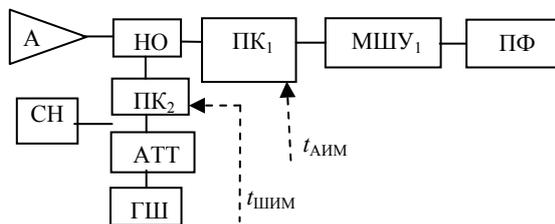


Рис. 1. Структурная схема входной части нулевого радиометра

Входная часть нулевого микроволнового радиометра состоит из антенны А, направленного ответвителя НО, генератора шума ГШ, аттенюатора АТТ, первого высокочастотного переключателя ПК₁, второго высокочастотного переключателя ПК₂, согласованной нагрузки СН, первого малошумящего усилителя МШУ₁ и полосового фильтра ПФ.

Функционирование входной части осуществляется следующим образом. Через направленный ответвитель опорный сигнал генератора шума попадает на вход ПК₁, управляемый сигналом амплитудно-импульсной модуляции $t_{\text{аим}}$. Сигнал $t_{\text{шир}}$ широтно-импульсной модуляции управляет вторым высокочастотным переключателем. В процессе работы радиометра происходит изменение длительности сигнала $t_{\text{шир}}$ до тех пор, пока мощность ГШ не уравняет мощность сигнала антенны [6]. На рис. 2 приведена фотография одного из макетов, разработанных на основе приведенной на рис. 1 структурной схемы.

Следует отметить, что во многих источниках, посвященных нулевым радиометрам [11–13], упо-

минается о применении супергетеродинных приемников, однако практических реализаций таковых в проведенном обзоре литературы отмечено не было.



Рис. 2. Фото разработанного макета входной части нулевого радиометра

Для восполнения этого пробела в современном уровне техники нулевых радиометрических систем и повышения эффективности их применения разработана структурная схема супергетеродинного приемника нулевого микроволнового радиометра [14, 15].

Структурная схема приемника представлена на рис. 3.

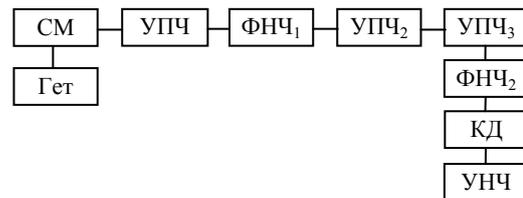


Рис. 3. Структурная схема супергетеродинного приемника

Приведенная структурная схема супергетеродинного приемника состоит из смесителя СМ, гетеродина Г, усилителя промежуточной частоты УПЧ, первого фильтра нижних частот ФНЧ₁, второго усилителя промежуточной частоты УПЧ₂, третьего усилителя промежуточной частоты УПЧ₃, второго фильтра нижних частот ФНЧ₂, квадратичного детектора КД, усилителя нижних частот УНЧ.

Данное схемотехническое решение позволяет осуществлять перенос требуемого диапазона частот в область нижних частот от постоянного до заданных, в зависимости от применяемых ФНЧ в соответствии с классической теорией и методологией переноса частоты при помощи супергетеродинных приемников.

Практическая реализация

Для проверки технических характеристик разрабатываемого приемника были изготовлены макеты отдельных функциональных блоков и структурная схема, представленная на рис. 3.

Макет смесителя реализован на микросхеме НМС-175MS8, фото макета приведено на рис. 4.

Примененная микросхема позволяет осуществлять перенос частоты в диапазоне от 1,7 до 4,5 ГГц с соответствующим диапазоном промежуточных

частот от 0–1 ГГц. Основным параметр использованного смесителя – ослабление сигнала на преобразование порядка 8–11 дБ.

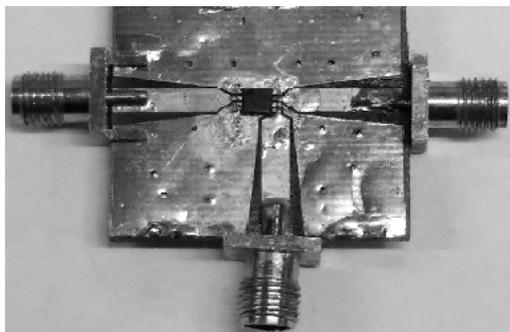


Рис. 4. Фото изготовленного смесителя на плате

УПЧ выполнен на основе малошумящего усилителя GALI-S66+, применение данного усилителя обусловлено рядом его технических характеристик:

- частотный диапазон (0–3 ГГц),
- приемлемый коэффициент шума (2,4 дБ),
- корпус для поверхностного монтажа (SOT-89).

Фрагмент макета усилителя промежуточной частоты показан на рис. 5.

Реализация требования электромагнитной совместимости осуществляется путем фильтрации принимаемых сигналов в области промежуточных частот, это достигается путем применения двух последовательно включенных ФНЧ₁ и ФНЧ₂, как показано на рис. 3.

LFCV-45 – фильтр нижних частот (ФНЧ), рабочий диапазон от 0 до 45 МГц. LFCN-225 – фильтр нижних частот, рабочий диапазон от 0 до 225 МГц.



Рис. 5. Фото макета УПЧ

Частота среза ФНЧ₁ составляет 45 МГц. Характеристика его внеполосного затухания не удовлетворяет заданным требованиям в пределах рабочей полосы частот 1,2–3,0 ГГц. Следовательно, с учетом широкой полосы УПЧ (от 0 до 3 ГГц) необходимо обеспечить дополнительное ослабление сигнала в рабочей полосе УПЧ (МШУ). Для этого применен фильтр с более широкой полосой пропускания и требуемым ослаблением в высокочастотной области рабочей полосы. Передаточная характеристика совокупности двух фильтров приведена на рис. 6.

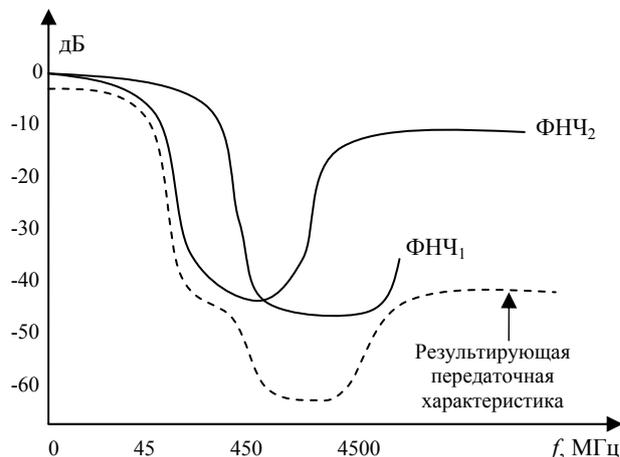


Рис. 6. Передаточная характеристика ФНЧ₁ и ФНЧ₂

Последовательное подключение этих фильтров обеспечивает формирование требуемой полосы частот с удовлетворительным внеполосным затуханием на зеркальных каналах. ФНЧ₂, частота среза которого равна 225 МГц, обеспечивает минимальное затухание полезных сигналов в частотном диапазоне 0–225 МГц и обладает достаточным ослаблением в полосе 5–7 ГГц. Комбинированное использование двух этих фильтров дает лучший эффект в частотной избирательности приемника. На рис. 7 приведена передаточная характеристика УПЧ и супергетеродинного приемника в целом.

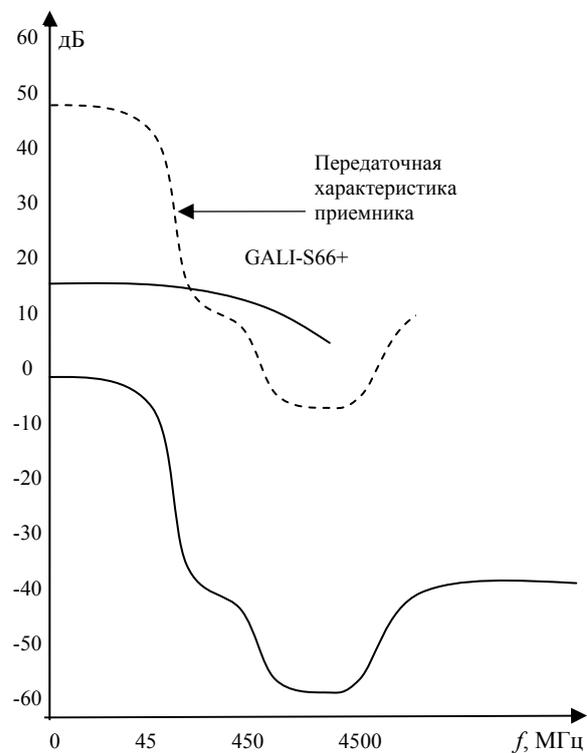


Рис. 7. Передаточная характеристика приемника

В соответствии с концепцией разработки полученная передаточная характеристика удовлетворяет требованиям, о которых говорилось в начале статьи. Она обеспечивает избирательность на уровне 2–3%

в рабочем диапазоне частот (1,7–4,5 ГГц). Также приемник обладает необходимым усилением порядка 50–60 дБ в рабочей полосе частот.

Недостатком приведенной системы, как и всех супергетеродинных приемников, являются повышенные собственные шумы. Однако в разработанной структурной схеме этот недостаток можно нивелировать за счет установки МШУ во входную часть радиометра, как это показано на рис. 1. Представленное техническое решение позволяет компенсировать шумы смесителя.

Заключение

Разработан супергетеродинный приемник для радиометра нулевого метода измерений. Разработка макета ведется с применением элементной базы зарубежного производства наряду с отечественными электронными компонентами. Этот факт является недостатком представленного технического решения. В настоящее время ведутся работы по реализации представленного схмотехнического решения на основе отечественной элементной базы.

В дальнейшем планируется серия лабораторных испытаний. Лабораторные испытания включают в себя исследования чувствительности и долговременной и температурной стабильности разработанного приемника.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-37-00237 мол_а.

Литература

1. Убайчин А.В., Филатов А.В. Многоприемниковые микроволновые радиометрические системы на основе модифицированного метода нулевых измерений. – Томск: ТУСУР. – 2014. – 154 с.
2. Camps A., Tarongi J.M. Microwave radiometer resolution optimization using variable observation times // Remote Sensing. – 2010. – Vol. 2. – P. 1826–1843.
3. Абдирасул уулу Т., Убайчин А.В., Алексеев Е.В., Жук Г.Г., Ташходжаев А.С., Данилов Д.Н. Разработка концепции передачи информационных сообщений посредством недетерминированных радиосигналов тепловой природы // 26-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4–10 сентября 2016 г.: матер. конф. в 13 т. – Москва; Минск; Севастополь, 2016. – Т. 1. – 170 с.

4. Алексеев Е.В., Жук Г.Г., Убайчин А.В. Разработка блока низкочастотной обработки сигналов модифицированного нулевого микроволнового радиометра // Научная сессия ТУСУР. – 2015. – № 1. – С. 222–232.

5. Филатов А.В. Микроволновый четырехканальный нулевой радиометр L-диапазона / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Д.Е. Параев // Приборы и техника эксперимента. – 2012. – № 1. – С. 67–72.

6. Filatov A.V., Ubaichin A.V., Paraev D.E. A microwave four-channel null L-band radiometer // Instruments and Experimental Techniques. – 2012. – Vol 55, № 1. – P. 59–64.

7. Анализ СВЧ-радиометрических данных L-диапазона, полученных в эксперименте на РС МКС / А.Б. Аквилонова, М.Т. Смирнов, О.О. Кузнецов, А.А. Халдин // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2013. – Т. 10, № 2. – С. 252–262.

8. Космические радиометры L-диапазона / Н.А. Арманд, М.Т. Смирнов, Ю.Г. Тищенко, В.С. Аблязов, В.В. Абрамов, А.А. Халдин // Космонавтика и ракетостроение. – 2008. – № 2. – С. 39–43.

9. Алексеев Е.В., Жук Г.Г., Убайчин А.В., Филатов А.В. Радиометрический приемник пассивной системы радиовидения // Информационно-измерительная техника и технологии / Томский государственный университет. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та, 2016. – С. 374–378.

10. Филатов А.В. Двухканальный микроволновый радиометр повышенной точности / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Н.О. Жуков // Радиотехника. – 2011. – № 1. – С. 47–55.

11. Алексеев П.В. Микроволновый сканирующий радиометр интегрального влажностного зондирования атмосферы (МИВЗА) // Исследование Земли из космоса. – 2003. – № 5. – С. 68–77.

12. Гошин Г.Г., Фатеев А.В. О применении метода электродинамического подобия при моделировании широкополосных устройств СВЧ // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2010. – Т. 53, № 9-2. – С. 180–181.

13. Микроволновый радиометр-спектрометр с предельными характеристиками для изучения Земли из космоса в диапазоне 6...220 ГГц / Ю.Б. Хапин, А.В. Кузьмин, А.Г. Семин, Е.А. Шарков // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2013. – Т. 10, № 4. – С. 64–75.

14. Filatov A.V., Ubaichin A.V. The dynamic properties of a digital radiometer system and its operating efficiency // Measurement Techniques. – 2012. – Vol. 54, № 10. – P. 1–6.

15. Алмазов-Долженко К.И., Пантыкин С.В. Шумовые параметры шестиполосников // Радиотехника. – 2009. – № 6. – С. 32–34.

УДК 629.7.085.6

М.М. Абулкасымов, А.С. Шостак

Оценка возможности дистанционного обнаружения обледенения летательных аппаратов радиолокационным методом

Рассмотрены актуальные на сегодняшний день проблемы – авиакатастрофы из-за обледенения, а также методы обнаружения обледенений на поверхности летательного аппарата. Решена задача дистанционного обнаружения обледенений с помощью радиоаппаратуры. Показаны результаты расчета, полученные путем математического моделирования в программе Mathcad. Проанализированы полученные расчеты и приведены возможности реализации.

Ключевые слова: обледенение, летательный аппарат, безопасность полетов, лёд, коэффициент отражения.

Наземное обледенение летательных аппаратов представляет собой серьезную опасность для воздушных судов и является помехой для обеспечения требуемой эксплуатации воздушного движения, где безопасность полетов имеет первостепенное значение. Работы по предотвращению этого опасного явления ведутся практически с начала возникновения авиационных пассажирских перевозок [1].

За последние десять лет научными организациями, эксплуатационными и промышленными предприятиями, авиационными администрациями ряда стран, а также международными организациями (АЕА, ИАТА, ИКАО) была проведена большая работа по улучшению защиты воздушного транспорта от наземного обледенения.

Однако авиационные происшествия, связанные с наземным обледенением, продолжают иметь место.

Канадские эксперты отмечают, что большая часть катастроф вследствие обледенений произошла в процессе взлета или набора высоты самолетом, т.е. образование льда на поверхности фюзеляжа и крыльев происходило на земле.

Для климатических условий России диапазон температур, при которых возможно обледенение, очень широк – от +2 до –30 °С (и ниже для районов Сибири и Крайнего Севера). Можно выделить два типа обледенения летательного аппарата (ЛА):

- обледенение ЛА на земле;
- обледенение ЛА в полете.

Наблюдения за обледенением самолетов производились при полетах со специальной целью зондажа атмосферы, так и во время обычных рейсовых полетов, попавших в зону обледенения [2]. Выделяют следующие виды льдообразования (рис. 1):

- а) клинообразное;
- б) желобообразное (корытообразное);
- в) рогообразное;
- г) промежуточное.

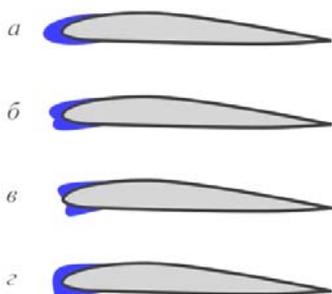


Рис. 1. Виды льдообразования

В последние годы в авиационной индустрии появилось множество новых технологий, направленных как на борьбу с обледенением, так и на предотвращение образования льда на поверхностях самолета. Однако в настоящее время в мире нет надежных устройств для обнаружения обледенений.

Для решения задачи обнаружения обледенений на поверхности самолета с помощью радиоаппаратуры перспективным является радиолокационное зондирование [3].

Радиолокационное зондирование основано на излучении электромагнитных волн сантиметрового диапазона и приема сигналов, отраженных от исследуемой поверхности.

Для оценки возможности дистанционного обнаружения обледенений на поверхности летательных аппаратов проведено численное моделирование задачи о нормальном падении плоской электромагнитной волны (угол падения $\Theta = 0$), перпендикулярной поляризации на двухслойную среду лед–металл.

Постановка задачи

Из среды с диэлектрической проницаемостью ϵ_1 нормально падает плоская электромагнитная волна на диэлектрический слой толщиной h_1 с диэлектрической проницаемостью ϵ_2 , нижняя граница слоя h_1 – металл. Определим его как среду с параметрами: $\epsilon_3 = 2,5 - i \cdot 10^7$, $h_2 = 0$.

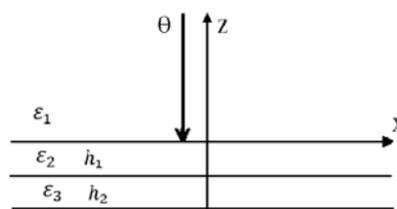


Рис. 2. Геометрия задачи

Требуется определить коэффициент отражения ($R_{\text{отр}}$) от исследуемой среды в зависимости от частоты зондирующего сигнала f (длины волны λ). Используя результаты работ [4–6], запишем выражение для коэффициента отражения плоской электромагнитной волны от модели контролируемой среды $R_{14}(f)$ следующим образом:

$$f = 30000, 31000 \dots 60000; \quad \lambda(f) = \frac{300}{f};$$

$$\epsilon_1 := 1 - i \cdot 10^{-2}; \quad \epsilon_2 := 3 - i \cdot 10^{-1}; \quad \epsilon_3 := 2,5 - i \cdot 10^7;$$

$$h_1 := 0,001; \quad h_2 := 0; \quad \Theta := 0;$$

$$r_{12} := \frac{\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}}; \quad r_{23} := \frac{\sqrt{\epsilon_2} - \sqrt{\epsilon_3}}{\sqrt{\epsilon_2} + \sqrt{\epsilon_3}};$$

$$\gamma_1(f) := i \cdot \frac{-4 \cdot h_1 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_2}}{\lambda(f)}; \quad R_{14}(f) = \frac{r_{12} + r_{23} \cdot e^{\gamma_1(f)}}{1 + r_{12} + r_{23} \cdot e^{\gamma_1(f)}}.$$

Расчеты значений коэффициентов отражения $R_{14}(f)$ проводились для дискретных слоев льда: 0, 1, 2, 3, 5, 7 мм в диапазоне частот 30–60 ГГц. Результаты расчетов представлены на рис. 3.

Анализ кривых на рис. 3 позволяет сделать следующие выводы:

– С ростом толщины льда растет число экстремумов на кривых.

– Толщина льда (в миллиметрах) приблизительно равна числу экстремумов на кривых. Для примера, кривая (3 мм) имеет 3 экстремума.

На рис. 4 представлена структурная схема устройства контроля обледенений, позволяющая в простейшем случае визуально на дисплее определять толщину льда.

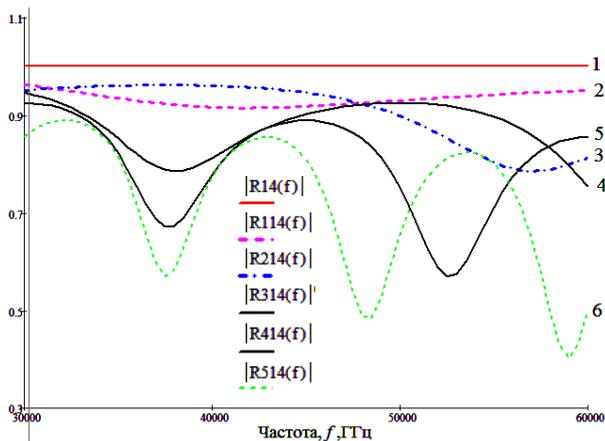


Рис. 3. Зависимость коэффициента отражения от длины волны, где l – нет льда на поверхности; 2 – 1 мм слоя льда; 3 – 2 мм; 4 – 3 мм; 5 – 5 мм; 6 – 7 мм

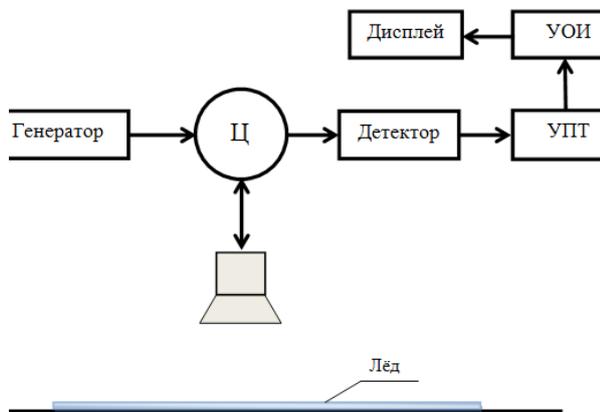


Рис. 4. Структурная схема устройства

Структурная схема (рис. 4) содержит следующие элементы: генератор с перестройкой частоты в диапазоне 30–60 ГГц, циркулятор, широкополосная приемопередающая антенна, детектор, УПТ – усилитель постоянного тока, УОИ – устройство обработки сигналов, дисплей.

Выводы

Теоретически продемонстрирована возможность контроля обледенения на металлических конструкциях летательных аппаратов.

Приведен простейший (с помощью дисплея) метод контроля толщины льда.

Предложен один из возможных способов реализации теоретических результатов.

Литература

1. Трунов О.К. Безопасность взлета в условиях обледенения. – М.: Афес, 1995. – 71 с.
2. Avdochenko B.I. The investigation of the possibility of using linear dipole antennas for dimension of dielectric permittivity of the real soil and layered soil // B.I. Avdochenko, A.P. Batsula, A.S. Shostak, S.G. Kataev, K.A. Volegov // 4th International Conference on Ultrawideband and Ultrashot Impulse Signals. UWBUSIS–2008. Sevastopol. – 2008. – P. 261–263.
3. А.С. Шостак. О возможности определения диэлектрической проницаемости верхних слоев подстилающих сред по измеренным коэффициентам отражения при наклонном зондировании плоскими волнами вертикальной и горизонтальной поляризации в свч-диапазоне / А.С. Шостак, В.В. Загоскин, С.П. Лукьянов, А.С. Карауш // Журнал радиоэлектроники. – 1999. – № 11. – С. 4.
4. Semenov V.S. Effect of plane-layered medium on impedance of horizontal linear antennas / V.S. Semenov, L.S. Frumkis, A.S. Shostak // Изв. высш. учеб. завед. Радиофизика. – 1972. – Т. 15. – № 5. – 773 с.

УДК 621.396.2.019.4

В.А. Кологривов, А.А. Чаплыгина

Многоканальная PSK-радиосвязь при неортогональном разнесении несущих

Представлены результаты исследования помехоустойчивости систем передачи информации на основе PSK-модуляции при неортогональном разнесении несущих частот. Представлены функциональные модели модемов, описана методика модельного исследования влияния разнесения несущих частот каналов на помехоустойчивость реализуемых каналов передачи, пояснен механизм образования разностных продуктов несущих, оказывающих определяющее влияние на помехоустойчивость. Приведен анализ полученных результатов исследования с позиций энергетической и спектральной эффективности, предложены рекомендации по построению систем.

Ключевые слова: неортогональный разнос несущих, модельное исследование, соотношение сигнал/шум, полоса пропускания, помехоустойчивость, энергетическая и спектральная эффективности.

Постановка задачи исследования

С ростом потоков информации в настоящее время создаются системы связи, обеспечивающие наиболее высокую скорость передачи с хорошим качеством обслуживания. При этом возникают проблемы электромагнитной совместимости систем радиосвязи и распределения частотного диапазона для радиосистем. Возникает потребность в разра-

ботке и усовершенствовании методов обработки сигналов, которые позволят более рационально использовать частотный диапазон.

Одним из методов решения указанных задач стало применение уплотнения каналов передачи. Для повышения спектральной эффективности используется уменьшение частотного разнесения каналов передачи $\Delta\omega$ и переход к неортогональным много-

частотным сигналам с сохранением классических методов модуляции/демодуляции [1–3]. При этом на приемной стороне решается задача разделения каналов, а эффективность разделения зависит от начального разнеса частот. Разнесение несущих определяет эффективность использования частотного диапазона, в связи с этим в литературе уплотнение и разнесение рассматривают совместно. При построении цифровой системы передачи информации обычно учитываются как экономия частотного диапазона, так и помехоустойчивость системы. В настоящее время широко используется ортогональное частотное разнесение каналов при передаче данных по каналам связи, но для экономии частотного ресурса стали применять неортогональный разнос несущих в системах передачи информации.

Условия проведения исследования

Для реализации системы передачи информации выбраны наиболее простые модуляции, такие как BPSK и QPSK.

Исследования проводились в относительных единицах времени и масштаба. Длина бита псевдослучайных последовательностей полагалась $\tau = 1$. Длительность модельного эксперимента составляла 10^4 бит.

Условия для проведения исследования модемов на помехоустойчивость:

1. Изменение разнеса несущих частот: ортогональный и неортогональный.
2. Отсутствие канального фильтра.
3. Изменение частоты среза фильтра нижних частот.
4. Наличие канального полосового фильтра.

Исследование модемов

На рис. 1 представлена упрощенная функциональная схема BPSK-модема.

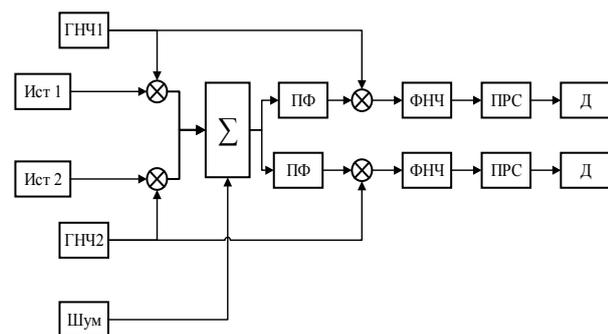


Рис. 1. Упрощенная схема BPSK-модема:
ГНЧ1 и ГНЧ2 – генераторы несущих частот; Ист1, Ист2 – источники информации; ПФ – полосовой фильтр;
ПРС – пороговая решающая схема; Д – дисплей

Источники информации выдают псевдослучайную информационную последовательность данных, которая домножается на несущую частоту своего канала и поступает в канал передачи. На приемном конце поступающая информация отфильтровывается и снова домножается на свои несущие частоты.

В результате исследования модема было выявлено влияние разностных продуктов на помехо-

устойчивость системы. Также на помехоустойчивость влияет граничная частота фильтра нижних частот: чем уже полоса, тем лучше помехоустойчивость. Для неортогонального разнеса несущих частот канала наиболее оптимальной является граничная полоса ФНЧ, равная разнесу несущих.

В результате исследования разработана методика расчета отношения сигнал/шум с учетом влияния разностных продуктов. Для вычисления отношения сигнал/шум необходимо измерить чистый сигнал и чистый шум. Для измерения сигнала в передатчике отключаем все каналы, кроме первого, и генератор, имитирующий шумы канала распространения, от входа суммирующего устройства. Тогда с измерителя мощности в первом канале снимаем значение сигнала S_1 , а с измерителя мощности во втором канале – разностный продукт R_1 . После этого подключаем все сигнальные каналы и генератор шумов канала распространения, тогда измерители мощности каналов покажут суммарные значения мощностей M_i сигнала S_i , разностного продукта R_i и шума N_i .

В результате двух измерений отношение сигнал/шум первого канала можно будет определить из формулы

$$SNR = 10 \cdot \log\left(\frac{S_1}{M_1 - S_1 - R_1}\right).$$

Результаты исследования BPSK-модема при отсутствии канального фильтра и изменении граничной частоты ФНЧ для ортогонального и неортогонального разнесов несущих частот каналов приведены в табл. 1.

По данным таблицы построены водопадодобные графики помехоустойчивости модема, представленные на рис. 2 и 3.

Из рис. 2, 3 видно, что при неортогональном разнесении несущих частот и использовании узкополосного ФНЧ помехоустойчивость системы примерно совпадает с помехоустойчивостью при ортогональном разнесе несущих, однако спектральная эффективность оказывается в два раза лучше.

При установке канального полосового фильтра помехоустойчивость исследуемого модема ухудшается примерно на 3 дБ. Это обусловлено внесением дополнительных фазовых набегов канала, в результате разностные продукты в момент взятия отсчетов уже не проходят через ноль. На рис. 4 приведены графики помехоустойчивости BPSK-модема при наличии полосового канального фильтра с оптимальными частотами среза для неортогонального разнесения несущих частот канала.

Такие же исследования проводились на QPSK-модеме и обнаружилось схожее поведение с BPSK-модемом, однако при увеличении арности модуляции помехоустойчивость снижается примерно на 3 дБ.

На рис. 5 приведены графики помехоустойчивости QPSK-модема для неортогонального разнеса несущих без канального фильтра при граничных частотах ФНЧ $0,5\pi$ и π .

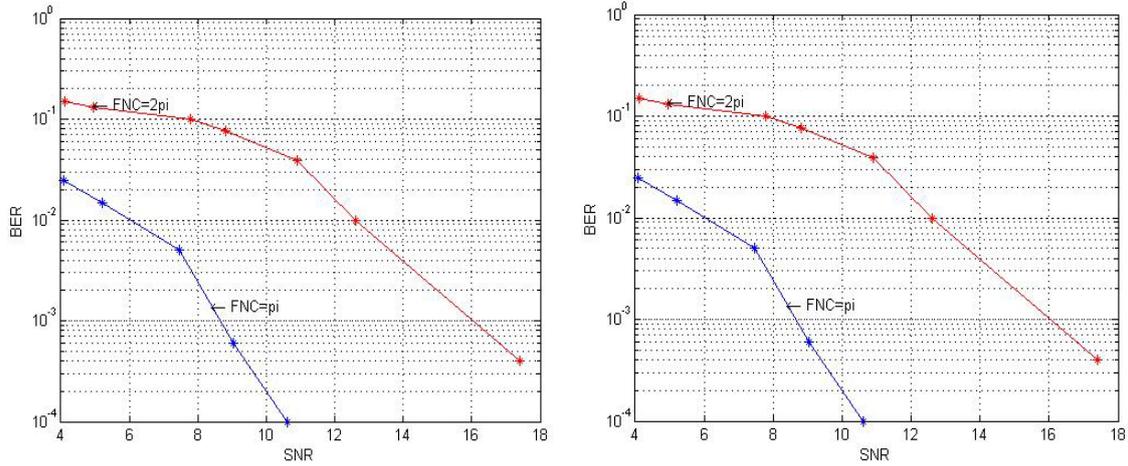


Рис. 2. Графики помехоустойчивости BPSK-модема при неортогональном разnose несущих частот на π для частот среза ФНЧ π и 2π

Результаты исследования BPSK-модема

ω_{0n}	ω_{gr}	n_{err}	SNR, дБ	ω_{0n}	ω_{gr}	n_{err}	SNR, дБ				
Уровень сигнала $S = 0,184$ Разностный продукт $R = 0,033$	π	1	10,61	Уровень сигнала $S = 0,182$ Разностный продукт $R = 0,0092$	π	2	9,86				
		0				4					
		11 π	6			9,03	16	8,45			
			3								
		Уровень сигнала $S = 0,222$ Разностный продукт $R = 0,081$	2π			50	7,46	Уровень сигнала $S = 0,22$ Разностный продукт $R = 0,048$	2π	106	6,7
						72				102	
						147	5,2			217	4,85
						168				233	
						245	4,06			340	2,39
297	347										
Уровень сигнала $S = 0,222$ Разностный продукт $R = 0,081$	2π	4	17,4	Уровень сигнала $S = 0,22$ Разностный продукт $R = 0,048$	2π	10	9,86				
		3				19					
		11 π	100			12,6	58	8,45			
			115						41		
		Уровень сигнала $S = 0,222$ Разностный продукт $R = 0,081$	2π			754	10,9	Уровень сигнала $S = 0,22$ Разностный продукт $R = 0,048$	2π	255	6,7
						777				248	
						995	7,78			501	5,51
						997				481	
						1304	4,95				
1284											

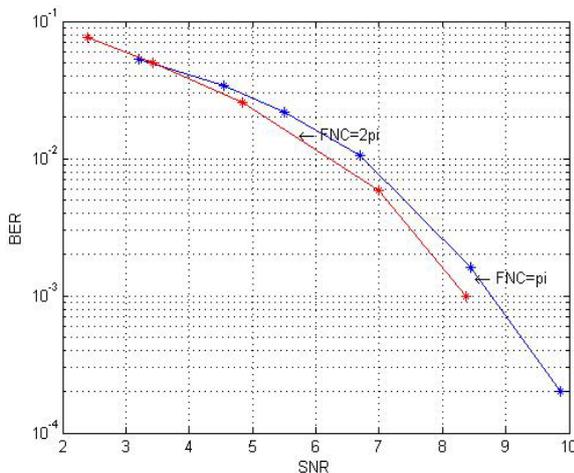


Рис. 3. Графики помехоустойчивости BPSK-модема при ортогональном разnose несущих частот на 2π для частот среза ФНЧ π и 2π

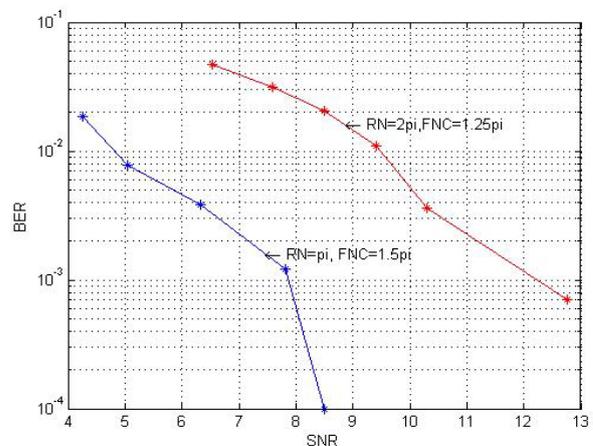


Рис. 4. Графики помехоустойчивости BPSK-модема с канальными фильтрами при неортогональном и ортогональном разnose несущих частот для частот среза ФНЧ $1,5\pi$, $1,25\pi$

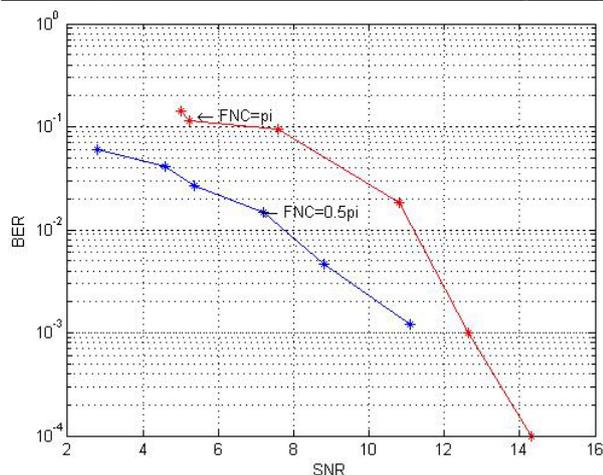


Рис. 5. Графики помехоустойчивости QPSK-модема при неортогональном разнесении несущих частот для частот среза ФНЧ $0,5\pi$ и π

Из сравнения рис. 2 и 5 видно, что с увеличением арности модуляции в системе передачи информации ухудшается помехоустойчивость системы, как и в ортогональном случае.

При увеличении числа каналов в системе помехоустойчивость снижается из-за возрастания вдвое амплитуды разностных продуктов, так как каждый внутренний канал имеет двух «соседей».

Заключение и рекомендации

На помехоустойчивость многочастотных систем сильное влияние оказывают разностные продукты,

возникающие в процессе приема и обработки сигналов разных несущих. Минимизировать вредное влияние разностных продуктов на помехоустойчивость можно неортогональным разнесением несущих и оптимальным подбором полосы обработки ФНЧ.

При отсутствии канальной фильтрации оптимальной с точки зрения помехоустойчивости для неортогонального разнесения несущих является частота среза ФНЧ, равная π .

Для преодоления вредного влияния канального полосового фильтра на помехоустойчивость системы передачи можно рекомендовать оптимизировать его фазочастотные характеристики, использовать предискажения либо использовать другую форму битовых импульсов.

Литература

1. Завьялов С.В. Повышение спектральной эффективности многочастотных неортогональных сигналов. Автореф. ... канд. техн. наук. – СПб.: ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет», 2015. – 18 с.
2. Завьялов С.В. Повышение спектральной эффективности многочастотных неортогональных сигналов. Дис. ... канд. техн. наук. – СПб.: ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет», 2015. – 161 с.
3. Макаров С.Б., Завьялов С.В. Повышение помехоустойчивости когерентного приема неортогональных многочастотных сигналов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. – 2014. – №2' (193). – С. 45–54.

УДК 621.396.69

А.Е. Ефремова, А.В. Паращинец, В.В. Терешков

Проектирование блока коммутации сигналов 96, 125 МГц

Объектом проектирования является блок коммутации с рабочими частотами 96, 125 МГц, предназначенный для работы в составе космической аппаратуры. Проектирование устройства предполагает обоснование функциональной схемы, трассировку печатных плат и 3D-моделирование корпуса.

Ключевые слова: блок коммутации сигналов, дробный многоканальный синтезатор частоты, деление опорных сигналов.

Реализация современных дробных многоканальных синтезаторов частот (СЧ), работающих на фиксированной частоте, а также с функцией перестройки частоты в дробном режиме, требует использования нескольких опорных генераторов с возможностью переключения между ними. Вспомогательным устройством для таких синтезаторов служит блок коммутации. Он выполняет функции распределения опорного сигнала внутри устройства, а также подбора необходимой частоты опорного сигнала путем коммутации нескольких каналов опорных генераторов. Такой подход объединения устройств коммутации и деления хоть и усложняет отдельно взятое устройство, но позволяет сократить число различных функциональных блоков в конечной системе.

Разработанное устройство является многофункциональным блоком коммутации и деления опорных сигналов СЧ. Одним из требований является то, что разработанное устройство должно быть выполнено без материалов, использование которых запрещено в составе космической аппаратуры.

Общие параметры разработанного устройства:

- рабочие частоты: 96, 125 МГц;
- количество входов: 2 шт.;
- количество коммутируемых выходов: 4 шт.;
- количество фиксированных выходов: 5 шт.

Блок коммутации содержит следующие элементы:

- SBTC-2-10LX – представляет собой трансформаторный делитель на два канала производства Mini-Circuits [1];

– переключатель MSW202-01 – монолитная интегральная схема (МИС) производства АО «НИИПП» сверхширокополосного переключателя, выполненного по pin-технологии. МИС отличается низкими прямыми потерями, высокой скоростью переключения порядка 1,1 мкс и высокой развязкой между каналами [2];

– PSA4-5043 – усилитель на основе технологии E-PHEM с низким уровнем шума и высокой точкой IP3, работающий в диапазоне от 50 МГц до 4 ГГц, производства Mini-Circuits [3].

Функциональная схема устройства представлена на рис. 1.

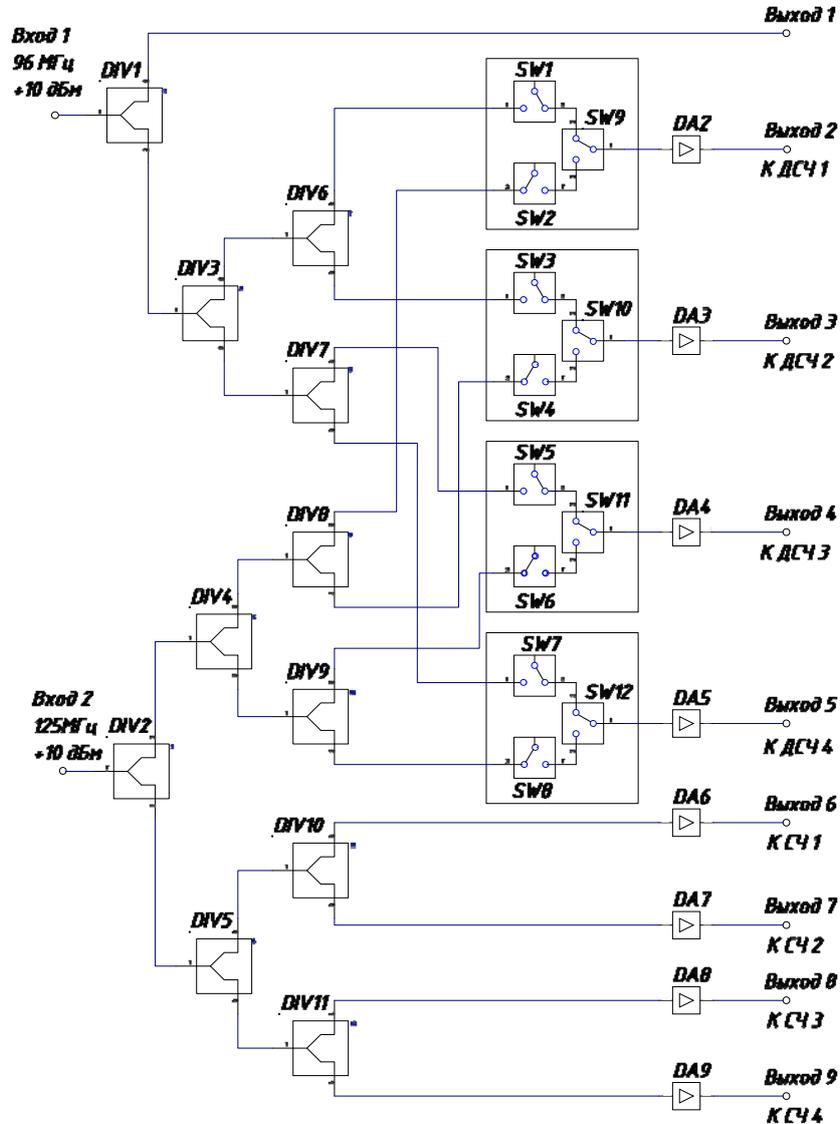


Рис. 1. Функциональная схема блока коммутации

Одной из особенностей проектируемого блока коммутации является то, что коммутируемые сигналы поступают на МИС переключателя согласно схеме, приведенной на рис. 2.

Данная схема соединения переключателей имеет два преимущества: во-первых, обеспечивается значительно более высокий уровень развязки каналов в момент коммутации. Коэффициент передачи для закрытого канала в этом случае равен

$$S_{п2п3} = S_{13зап} + S_{31зап}, \quad (1)$$

где $S_{п2п3}$ – коэффициент передачи с порта 2 на порт 3; $S_{13зап}$ – коэффициент передачи закрытого канала переключателя 2; $S_{31зап}$ – коэффициент передачи закрытого канала переключателя 3.

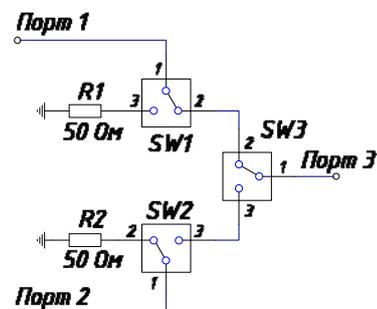


Рис. 2. Схема включения коммутатора

Ожидаемые характеристики подобного соединения переключателей, представленные на рис. 3, имеют следующие значения:

– уровень межканальной развязки более 154 дБ;
 – коэффициент передачи закрытого канала менее – 149,6 дБ;

– коэффициент отражения менее – 20,36 дБ.

Во-вторых, при использовании схемы представленной на рис. 1, некомутируемый сигнал при помощи вспомогательного переключателя направляется в резистор номиналом 50 Ом и не отражается в обратном направлении.

Схема включения усилителя PSA4-5043+ была смоделирована в программном пакете AWR Microwave Office [4]. Усилитель был подключен в соответствии с приведенным техническим описанием производителя за исключением сопротивлений на

входе и выходе, номиналом 100 и 150 Ом соответственно. Эти сопротивления используются для улучшения согласования усилителя с пятидесятиомным трактом. Схема включения усилителя приведена на рис. 4.

Также были получены основные характеристики усилителя (рис. 5). Усилитель имеет следующие характеристики:

– коэффициент усиления более 20 дБ;

– коэффициенты отражения менее –24 дБ.

Следующим этапом проектирования является трассировка печатной платы с учётом предполагаемой формы корпуса блока коммутации.

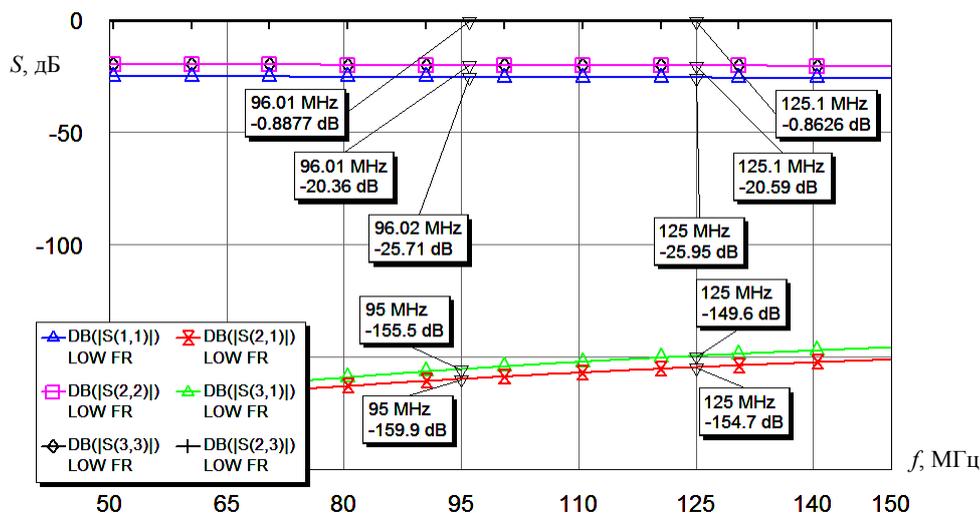


Рис. 3. Ожидаемые характеристики соединения переключателей

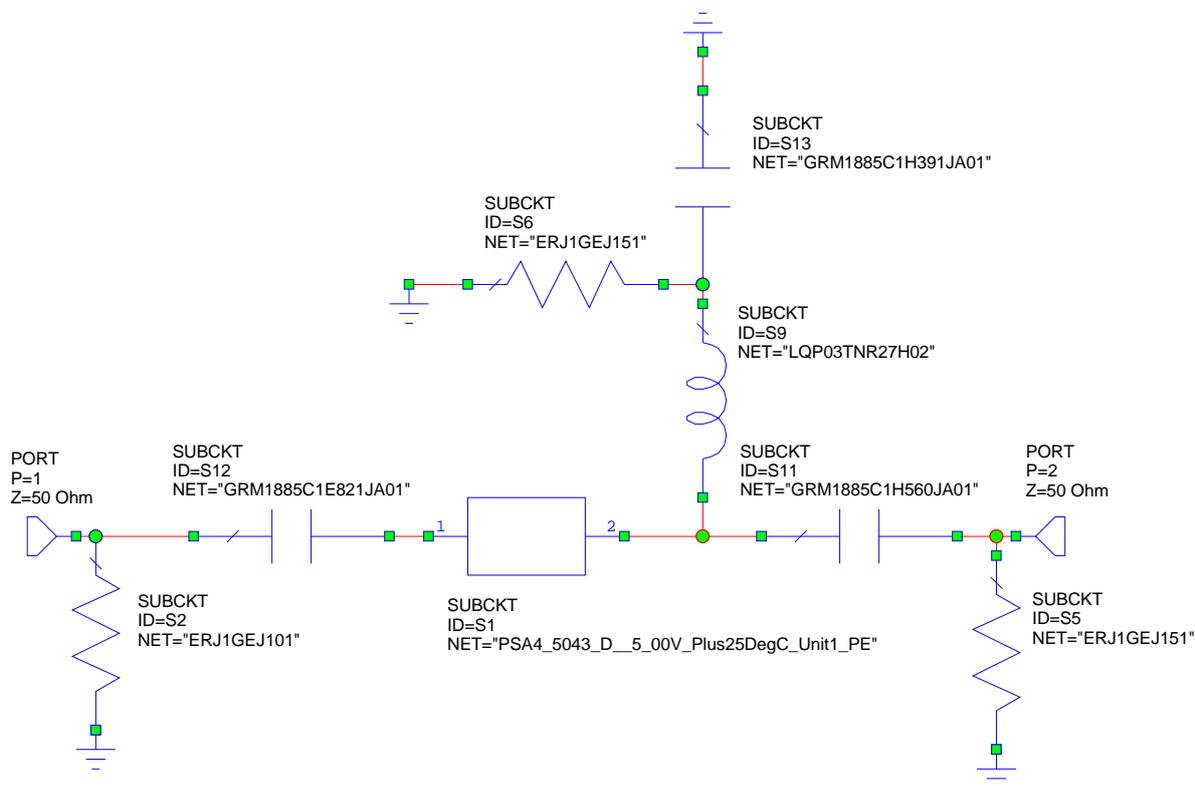
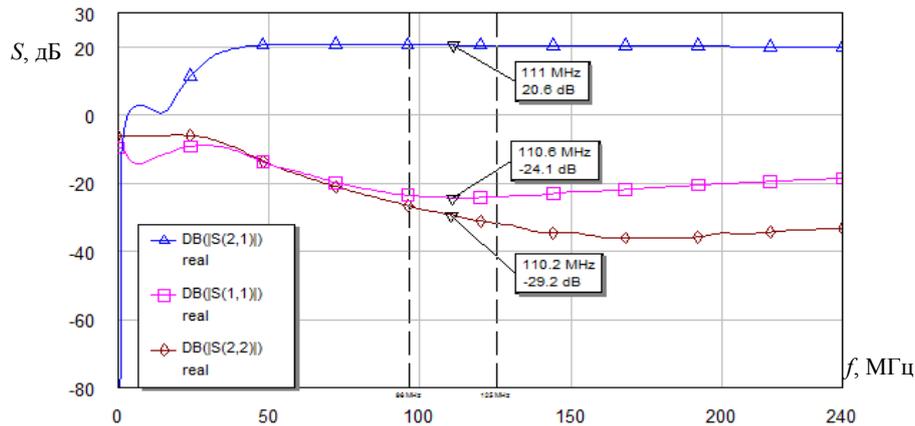


Рис. 4. Схема усилителя PSA4-5043+

Рис. 5. S -параметры усилителя

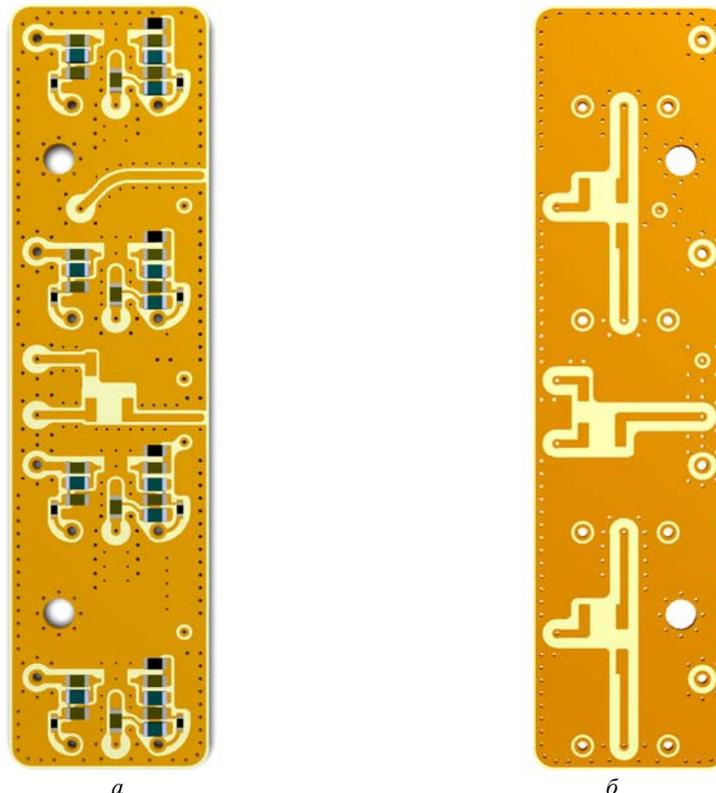
При разработке блока коммутации необходимо реализовать максимальный уровень развязки каналов, обеспечиваемый развязкой МИС-коммутатора, так как просачивание сигнала между соседними каналами будет являться помехой при работе системы. Поэтому было принято решение выполнить устройство на нескольких печатных платах, но в едином металлическом корпусе. Распределение устройства на отдельные печатные платы выполнялось по частотному признаку, что одновременно с металлическими перегородками дает высокий уровень экранирования каналов.

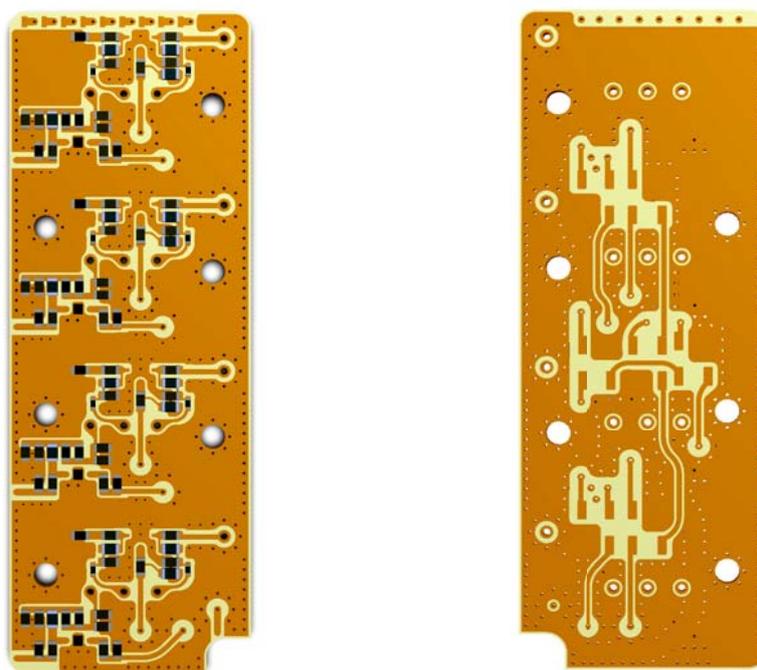
На рис. 6–8 представлены модели печатных плат. Блок коммутации состоит из 6 многослойных печатных плат и одной двухслойной. В качестве диэлектрика выбран материал FR4 толщиной 0,3 и 0,51 мм, с шириной линии 0,5 и 0,6 мм соответственно.

На рис. 6 представлена четырехслойная печатная плата, состоящая из делителей и переключателей для канала с частотой 96 МГц.

На рис. 7 представлена шестислойная печатная плата, состоящая из делителей, переключателей и усилителей для канала с частотой 125 МГц и фиксированными выходами.

На рис. 8 представлена четырехслойная печатная плата, состоящая из переключателя и усилителя. К переключателю через гермоводы подключаются выходы с печатной платы каналов с частотой 96 и 125 МГц, и с помощью сигналов управления осуществляется коммутация каналов. Поскольку требованием является наличие в устройстве четырех коммутируемых выходов, остальные три печатные платы с коммутируемыми выходами аналогичны приведенной на рис. 8.

Рис. 6. Печатная плата для канала с частотой 96 МГц: слой Top Layer – *a*; слой Bottom Layer – *б*



а

б

Рис. 7. Плата с фиксированными выходами (125 МГц): слой Top Layer – а; слой Bottom Layer – б

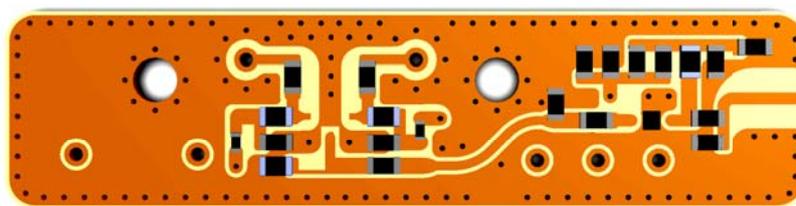
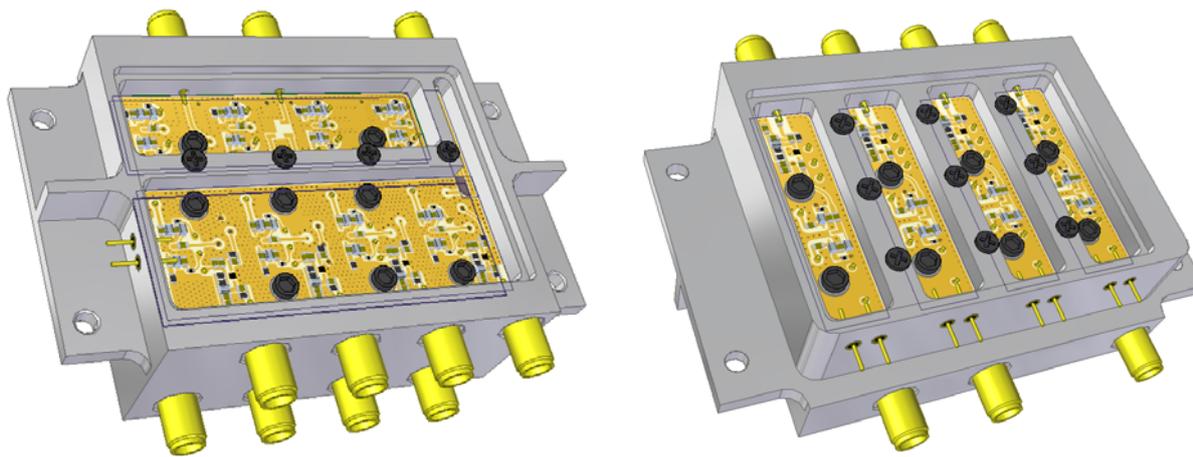


Рис. 8. Плата с коммутируемым выходом



а

б

Рис. 9. 3D-модель корпуса (без крышки): вид сверху – а; вид снизу – б

Так же в системе твердотельного и поверхностного моделирования Solid Edge [5] разработан корпус, который позволяет исключить взаимные помехи, путем изоляции каждой платы. На рис. 9 представлены вид сверху и вид снизу 3D-модели корпуса.

Разработанный блок коммутации опорных сигналов отвечает всем поставленным требованиям, а также не содержит в своем составе материалов, использование которых запрещается в составе аппара-

туры космических аппаратов. Поэтому данное устройство может быть использовано как в наземных, так и космических системах связи.

Литература

1. Power Splitter/Combiner SBTC-2-10LX+ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.minicircuits.com/pdfs/SBTC-2-10LX+.pdf>

2. МИС сверхширокополосных переключателей (MSW202) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.niipp.ru/upload/iblock/a93/a931fd574d095d920c02564a9dbac014.pdf>

3. Monolithic Amplifier PSA4-5043+ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.minicircuits.com/pdfs/PSA4-5043+.pdf>

4. Дмитриев Е.Е. Основы моделирования в Microwave Office 2009 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.eurointech.ru/products/AWR/Dmitriev_mwo_2009_1.pdf

5. Solid Edge [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.cadmaster.ru/magazin/products/solid-edge.html>

УДК 621.391.82

В.И. Петренко, А.А. Гнитько, Ю.В. Кузьминов

Разработка предложений по повышению помехоустойчивости систем подвижной радиосвязи с кодовым разделением абонентов

Рассмотрены факторы, негативно влияющие на процесс распространения радиоволн. Проведенный анализ эмпирических моделей оценки помехоустойчивости позволил выявить причины ослабления мощности радиосигнала. Разработаны предложения по повышению помехоустойчивости систем подвижной радиосвязи с кодовым разделением абонентов.

Ключевые слова: помехоустойчивость, радиосвязь, системы связи с кодовым разделением абонентов.

Выбор приемопередающего оборудования в системах радиосвязи с подвижными объектами всегда осуществляется с учетом модели распространения радиоволн [1]. При этом на радиоволны негативно влияют такие факторы, как:

- сферичность земной поверхности;
- неоднородность электрических параметров различных типов земной поверхности;
- различия в видах рельефа местности и типах подстилающего покрытия.

При небольшой протяженности радиолиний и ограниченности мощности абонентских установок можно пренебречь кривизной земной поверхности и изменением ее электрических параметров. В этом случае земную поверхность можно считать плоской и однородной.

Влияние указанных факторов выражается в ослаблении излучаемого передатчиком сигнала, значительно превышающем ослабление сигнала в свободном пространстве. Наиболее общим случаем определения величины ослабления сигнала на трассе распространения является приближение искомой величины к одному из известных законов распределения случайных величин.

Точный аналитический расчет величины потерь для реальных каналов УКВ-диапазона связи затруднен из-за сложности математического описания многих факторов. Поэтому общая величина ослабления мощности передаваемого сигнала при распространении поверхностных радиоволн метрового и дециметрового диапазона длин волн вычисляется с помощью эмпирических моделей [2–4]. Известными эмпирическими моделями являются: модель Ли, модель Уолфиша–Бертони, модель Уолфиша–Икегамы, модель Окамуры–Хата, модель Хаара–Ксиа–Бертони.

Для анализа помехоустойчивости систем подвижной радиосвязи более предпочтительной является модель Хаара–Ксиа–Бертони, которая учитывает

наибольшее количество факторов при распространении радиоволн. Эта модель состоит, в свою очередь, из трех подмоделей:

- расчета ослабления мощности передаваемого сигнала $L(R)$ (подмодель 1);
- расчета ослабления мощности передаваемого сигнала при теневом расположении приемника и передатчика при размерах затеняющих особенностей рельефа, соизмеримых с высотой подъема антенны (подмодель 2);
- расчета ослабления мощности передаваемого сигнала при теневом расположении приемника и передатчика при размерах затеняющих особенностей рельефа, значительно превышающих высоту подъема антенны (подмодель 3).

В табл. 1 приведены результаты расчетов величины ослабления мощности сигнала для систем связи с кодовым разделением абонентов с типовыми параметрами (с использованием подмоделей 1 и 2)

$$h_b = 20 \text{ м}, h_m = 1,6 \text{ м}, \Delta h = 5 \text{ м}, f_b = 0,9 \text{ м.}$$

Таблица 1
Зависимость величины ослабления передаваемого сигнала от протяженности трассы распространения радиоволн

Тип подмодели	Величина $L(r)$, дБ					
	$r = 1 \text{ км}$	$r = 2 \text{ км}$	$r = 3 \text{ км}$	$r = 4 \text{ км}$	$r = 5 \text{ км}$	$r = 6 \text{ км}$
1	83,4	101,5	110,3	116,6	121,4	125,4
2	107,4	114,7	118,9	121,9	124,2	126,1

Мощность сигнала в точке приема $P_{\text{прм}}$ определяется основным уравнением радиосвязи имеющим вид

$$P_{\text{прм}} = P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} L(R), \quad (1)$$

где $P_{\text{прд}}$ – мощность сигнала на выходе передающего устройства, $G_{\text{прд}}$ и $G_{\text{прм}}$ – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, $L(R)$ – коэффициент ослабления мощности передаваемого сигнала на трассе распространения.

В системах радиосвязи с подвижными объектами используются штыревые ненаправленные антенны, в них коэффициенты направленности $G_{\text{прд}}$ и $G_{\text{прм}}$ при расчете не учитываются. В этих условиях уравнение (1) для вычисления $P_{\text{прм}}$ на входе приемного устройства базовой (БС) и мобильной (МС) станций запишется в виде

$$P_{\text{прм МС}} = P_{\text{прд БС}} L(R), \quad (2)$$

$$P_{\text{прм БС}} = P_{\text{прд МС}} L(R). \quad (3)$$

Выразим составляющие выражений в децибелах

$$P_{\text{прм МС, дБ}} = P_{\text{прд БС, дБ}} - L(R), \quad (4)$$

$$P_{\text{прм БС, дБ}} = P_{\text{прд МС, дБ}} - L(R), \quad (5)$$

где $P_{\text{прм МС}}$, $P_{\text{прм БС}}$ – мощности сигнала на входе приемников мобильной и базовой станций; $P_{\text{прм МС}}$, $P_{\text{прм БС}}$ – мощности передатчиков мобильной и базовой станций.

Параметры $P_{\text{прд}}$ для базовых и мобильных станций различны и составляют [5]:

– для базовых станций

$$P_{\text{прд БС}} = 50 \text{ Вт} = 17 \text{ (дБ/Вт)};$$

– для мобильных станций

$$P_{\text{прд МС}} = 6,3 \text{ Вт} = 8 \text{ (дБ/Вт)}.$$

Применяя значения мощности передатчиков и коэффициента ослабления к выражениям (4) и (5), найдем значения мощности сигнала в точке его приема БС и МС для различной протяженности r трассы распространения сигнала. Полученные в результате расчетов значения приведены в табл. 2.

Таблица 2

Мощность принимаемого сигнала при различной протяженности и типе трассы распространения сигнала

Тип под-модели	Прием-ник	$P_{\text{прм}}$, (дБ/Вт)					
		$r = 1 \text{ км}$	$r = 2 \text{ км}$	$r = 3 \text{ км}$	$r = 4 \text{ км}$	$r = 5 \text{ км}$	$r = 6 \text{ км}$
1	БС	-75,4	-93,5	-102,3	-108,6	-113,4	-117,4
2		-99,4	-106,7	-110,9	-113,9	-116,2	-118,1
1	МС	-66,4	-84,5	-93,3	-99,6	-104,4	-108,4
2		-90,4	-97,7	-101,9	-104,9	-107,2	-109,1

Для расчета отношения сигнал/шум на входе приемников БС и МС, помимо мощности сигнала, необходимо определить и мощность шума на входе приемника. При распространении поверхностных радиоволн наибольшее влияние на отношение сигнал/шум на входе приемника оказывают шумы искусственного происхождения. К их источникам относятся системы автомобильного зажигания, высоковольтные линии, промышленное оборудование [1]. Необходимо отметить, что с ростом частоты передаваемого сигнала мощность шума, действующего в полосе частот приемника, уменьшается. Так, достаточно явно проявляющиеся в диапазоне частот $f < 100 \text{ МГц}$ солнечный и галактический шумы на частотах $f \approx 100 \text{ ГГц}$ отсутствуют. Наибольшее влияние на качество радиосвязи в диапазоне частот $f \approx 1 \text{ ГГц}$ оказывают индустриальные шумы, при $f = 900 \text{ МГц}$ имеющие мощность

$$P_{\text{ш}} \approx 5 \cdot 10^{-16} \text{ дБ/Вт} = -112 \text{ (дБ/Вт)}.$$

Полученные значения мощностей сигнала и шума в точке приема позволяют произвести расчет

зависимости $h^2 = P_{\text{прм}}/P_{\text{ш}} = P_{\text{прм, дБ}} - P_{\text{ш, дБ}} = \Psi(r)$ для базовых и мобильных станций при различных типах трассы распространения сигнала. Результаты расчета представлены в табл. 3 и на рис. 1.

Таблица 3

Значение отношения сигнал/шум на входе приемников МС и БС при различной протяженности и типе трассы распространения сигнала

Тип под-модели	Прием-ник	h^2 , дБ					
		$r = 1 \text{ км}$	$r = 2 \text{ км}$	$r = 3 \text{ км}$	$r = 4 \text{ км}$	$r = 5 \text{ км}$	$r = 6 \text{ км}$
1	БС	36,6	18,5	9,7	3,4	-1,4	-5,4
2		12,6	5,3	1,1	-1,9	-4,2	-6,1
1	МС	45,6	27,5	18,7	12,4	7,6	3,6
2		21,6	14,3	10,1	7,1	4,8	2,9

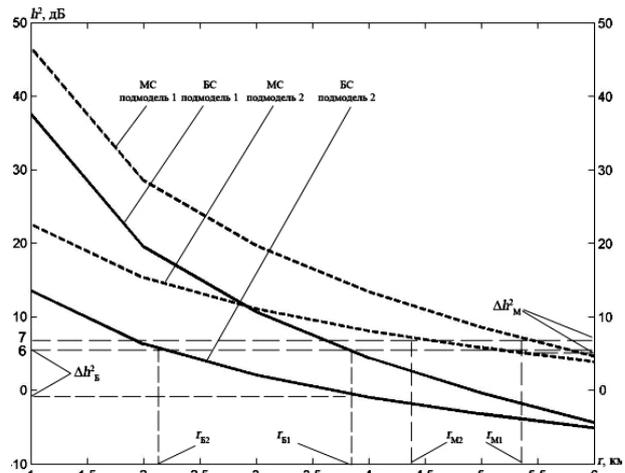


Рис. 1. Зависимость $h^2 = \Psi(r)$ при различных типах трассы распространения сигнала

Анализ рис. 1 позволяет сделать следующие выводы:

1. Максимальная протяженность трассы распространения сигнала в системах подвижной радиосвязи определяется в первую очередь значением h^2 на входе приемного устройства БС.

2. Подвижность МС приводит к возможности изменения типа трассы распространения сигнала и как следствие к изменению величины h^2 на входе как БС, так и МС.

Наиболее простым и эффективным методом повышения величины h^2 на входе приемника БС является увеличение мощности передатчика МС, приводящее к увеличению мощности сигнала на входе приемного устройства БС. Однако в системах подвижной радиосвязи такой метод неприменим по причине ограниченной мощности передатчиков МС, обусловленной небольшой емкостью аккумуляторных батарей. Другой метод повышения отношения сигнал/шум, заключающийся в применении остронаправленных антенн с коэффициентом направленности $G > 1$, также нереализуем в системах подвижной радиосвязи по причине подвижности МС.

Для поиска путей решения указанных противоречий рассмотрим влияние параметров модулирующих дискретных последовательностей на помехоустойчивость систем подвижной радиосвязи на основе кодового разделения абонентов. Модели рас-

пространения радиоволн в системах подвижной радиосвязи могут изменяться от простейшей однолучевой модели в условиях прямой видимости до достаточно сложной многолучевой модели при многократном переотражении радиоволн от сооружений, деревьев и складок местности в условиях доплеровского изменения частоты при движении абонентских установок или препятствий. Для широкополосных систем подвижной радиосвязи на основе кодового разделения абонентов Международным советом по электросвязи разработаны рекомендации по использованию моделей многолучевых каналов в виде линий задержек с отводами.

Для устранения последствий многолучевости на базовой станции типовых систем подвижной радиосвязи с кодовым разделением абонентов применяется Rake-приемник. В каждой ветви разнесения приемника осуществляются следующие преобразования входного сигнала:

1. Задержка сигнала на время τ_i , приводящая к выравниванию задержек каждого луча.

2. Свертка, которая заключается в синхронном умножении сигнала на соответствующую переданному сигналу эталонную расширяющую последовательность и интегрировании полученной последовательности на периоде $T = N/f_c$, где N – длина расширяющей последовательности; f_c – частота следования элементов расширяющей спектр последовательности.

Для оценки вероятности ошибки при приеме информационных символов Rake-приемником в условиях многолучевости предлагается следующий математический аппарат.

Пусть передатчик формирует сигнал $z_r(t)$. Тогда принимаемый сигнал запишется в виде [6]

$$z'(t) = \sum_{k=1}^n [\mu_{ck} z_r(t - \tau_k) + \mu_{sk} \bar{z}_r(t - \tau_k)] + (t),$$

где n – количество лучей, приходящих в точку приема; μ_{ck} , μ_{sk} – квадратурные составляющие коэффициента передачи по k -му лучу; τ_k – разница по времени прихода k -го и первого лучей, $\bar{z}_r(t)$ – функция, сопряженная по Гильберту с сигналом $z_r(t)$; $n(t)$ – аддитивная помеха.

Для когерентного приема сигналов в подобных условиях распространения радиоволн в [6] приведены формулы, определяющие предельные значения вероятности ошибки при произвольном числе ветвей обработки n :

$$P_{\text{ош}}(|R(\tau)| < 0,5) \approx \frac{C_{2n+1}^n}{h^{2n} [1 + \sqrt{1 - 4|R(\tau)|^2}]^n}, \quad (6)$$

$$P_{\text{ош}}(|R(\tau)| \approx 0,5) \approx \frac{C_{2n+1}^n}{2^n h^{2n} [1 + (n-1)|R(\tau)|] (1 - |R(\tau)|)^{n-1}}, \quad (7)$$

где C_{2n+1}^n – функция, определяющая число совпадений из $2n - 1$ по n ; h^2 – отношение сигнал/шум в точке приема; $R(\tau)$ – коэффициент корреляции между сигналами, пришедшими по различным лучам, или автокорреляционная функция переданного сигнала $z_r(t)$ при временной сдвиге τ , определяемой величиной абсолютной задержки k -го луча.

Анализ выражений (6) и (7) показывает, что помимо стандартной зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум данная величина зависит от количества ветвей обработки каждого луча в решающей схеме.

Литература

1. Долуханов М.П. Распространение радиоволн: учебник для вузов. – М.: Связь, 1972. – 336 с.
2. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 296 с.
3. Жук А.П., Петренко В.И., Кузьминов Ю.В., Дорошенко Н.С. Совершенствование математического аппарата синтеза ортогональных дискретных последовательностей для широкополосных беспроводных систем связи // Вестник СевКавГТИ. – 2012, №13. – С. 10–15.
4. Петренко В.И., Есипенко Д.Ю. Анализ характеристик сигнальных конструкций систем мобильной радиосвязи // Сб. науч. тр. Шестой Междунар. науч.-техн. конф. 2014.
5. Сныткин И.И. Теория и практическое применение сложных сигналов с нелинейной структурой: в 3 ч. – Ч. 2. – Ставрополь: СВИС РВ, 1989. – 148 с.
6. Ли У. Техника подвижных систем связи: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1985. – 392 с.

УДК 621.37

И.В. Рябов, А.А. Лебедева

Автоматизированный программно-аппаратный комплекс для исследования метеорных следов

Рассмотрены основные физические принципы метеорной радиосвязи. Предложена структурная схема программно-аппаратного комплекса для зондирования метеорных следов. В основу комплекса заложены принципы программно-определяемой радиосистемы. В работе приводится функциональная схема цифрового гетеродина, а также описание программного обеспечения с примером принимаемых данных. Данный комплекс позволяет устранить ряд недостатков метеорной радиосвязи, а также повысить ее дальность и защищенность.

Ключевые слова: метеорная радиосвязь, программно-определяемая радиосистема.

Земля постоянно подвергается бомбардировке частицами межпланетного материала из космического пространства. При входе в земную атмосферу, вдоль трассы распадающейся частицы возникают быстро исчезающие ионизированные следы. Длина следа может достигать 15 км при ширине около 20 м, существует такой поток от 200 мс до 1 с. Эти следы имеют отличную от нормальной линейную плотность электронов и достаточно эффективно отражают радиосигналы в диапазоне частот 40–100 МГц. Благодаря этому радиосигнал, посланный радиопередатчиком в атмосферу, отражается от метеорного канала и транслируется на Землю.

Поскольку развитие метеорных следов носит спорадический характер, системы метеорной радиосвязи дают возможность в УКВ-диапазоне на больших расстояниях с малыми мощностями и простыми антеннами обеспечить скрытность и помехозащищенность, малую подверженность естественным и искусственным ионосферным возмущениям и соответственно надежность связи.

Радиофизические основы организации метеорной связи заключаются в следующем. Метеорный след представляет собой естественный пассивный ретранслятор. Чтобы получить направленное зеркальное отражение, метеорный след должен проходить по касательной к одному из семейства эллипсоидов вращения, имеющих фокусами пункт передачи и пункт приема. Метеорные следы, удовлетворяющие условию зеркальности отражения, являются потенциально полезными для организации связи. Наличие геометрических и энергетических ограничений приводит к тому, что далеко не все метеорные следы, возникающие в метеорной зоне (85–120 км) ионосферы, могут использоваться для связи и отраженные радиоволны в метеорном канале принимают только из весьма ограниченных областей метеорной зоны.

Оптимальные частоты располагаются в диапазоне 35–60 МГц. Хотя это не жесткие границы, но частоты вне этого диапазона имеют ограниченное применение. Нижняя граница установлена с целью снизить влияние атмосферных и космических шумов, физические размеры антенн и ослабление сигнала из-за так называемого D-слоя ионосферы. На частотах выше 60 МГц фазовая дисперсия от многолучевого распространения ограничивает полезную длительность метеорного следа.

При построении систем метеорной связи нужно учитывать следующие особенности.

Канал передачи метеорной связи характеризуется ограниченной доступностью по времени и непредсказуемостью обнаружения, поэтому невозможно предсказать, когда произойдет вхождение метеора в атмосферу. Как следствие, происходит задержка до того, как собственно связь будет установлена. Это, естественно, не означает, что система ненадежна. Основываясь на статистике, можно утверждать, что канал надежен.

Важным предварительным условием для технологии метеорной связи является выбор частот. Толь-

ко в нижней части диапазона ОВЧ можно найти правильное сочетание чувствительности приемника и отражающей способности метеорного следа для создания жизнеспособной системы.

Системы метеорной связи высокоэффективны при использовании их в радиодиапазоне. Радиочастот недостаточно, и увеличивающаяся потребность в информации требует экономного использования радиодиапазона. Так как на огромных территориях обслуживания разные пользователи «обслуживаются» разными метеорами, взаимные помехи между пользователями фактически исключаются, даже если одна и та же частота используется на очень большой территории. Таким образом, вся Европа может обслуживаться одним или двумя каналами в зависимости от конфигурации коммуникационной сети.

Если система связи сформирована в виде звезды с центральной базовой станцией и некоторым количеством удаленных станций, баланс связи нарушается ограниченной мощностью терминалов удаленных станций. Если используется мобильный терминал, то применение всенаправленной (omnidirectional) антенны также повлияет на баланс связи. Для восстановления баланса в канале связи мощность передатчика и коэффициент усиления приемной антенны базовой станции должны быть увеличены. Чтобы получить приемлемый энергетический потенциал линии связи, мощность терминала должна быть около 100 Вт.

Большие системы могут быть построены при использовании многих базовых станций, соединенных напрямую. В зависимости от планировки сети возможно, что базовая станция А расположена в зоне обслуживания базовой станции В и наоборот. При использовании одного частотного канала для всей сети связи весьма вероятно, что базовые станции будут мешать связи с удаленными станциями. Благодаря большой мощности передатчика и большому коэффициенту усиления приемной антенны, связь между двумя базовыми станциями будет обладать существенно меньшим временем ожидания, которое увеличивает уровень интерференции. Определяя одну частоту для передающего канала и одну частоту для приемного канала базовой станции, интерференция между двумя базовыми станциями может быть исключена и канал метеорной связи может использоваться более рационально.

В задачи программно-аппаратного комплекса входит обеспечение условий для исследования метеорных следов.

Структурная схема передатчика (рис. 1) состоит из GPS/ГЛОНАСС модуля ГЕОС-3, определяющего координаты положения устройств (необходимо для расчета расстояния между передатчиком и приемником и задержки на распространение сигнала) и синхронизацию шкал времени. В состав структурной схемы также входит синтезатор (ЦВС) 1508ПЛ9Т для получения частоты, необходимой для организации связи. Для увеличения мощности радиосигнала

до необходимого уровня применяется усилитель мощности (УМ). Основными требованиями к усилителю мощности являются низкие искажения передаваемого сигнала и высокий КПД.

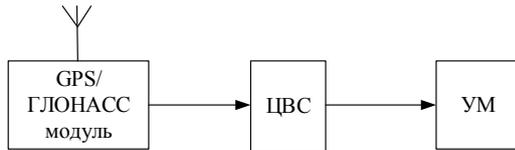


Рис. 1. Структурная схема передающей части комплекса

Приемная часть аппаратно-программного комплекса (рис. 2) содержит входной фильтр (1), аналого-цифровой преобразователь (АЦП) (2), цифровой гетеродин (3), ЭВМ (4), цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС) (5), синхронизатор (модуль GPS/ГЛОНАСС) (6).

В основе приёмной части лежит цифровой гетеродин. Первичная обработка сигнала ведется в цифровом гетеродине, в дальнейшем данные через интерфейс PCI поступают в персональный компьютер (ПК) с установленным специализированным программным обеспечением.

Функциональная схема цифрового гетеродина приведена на рис. 3.

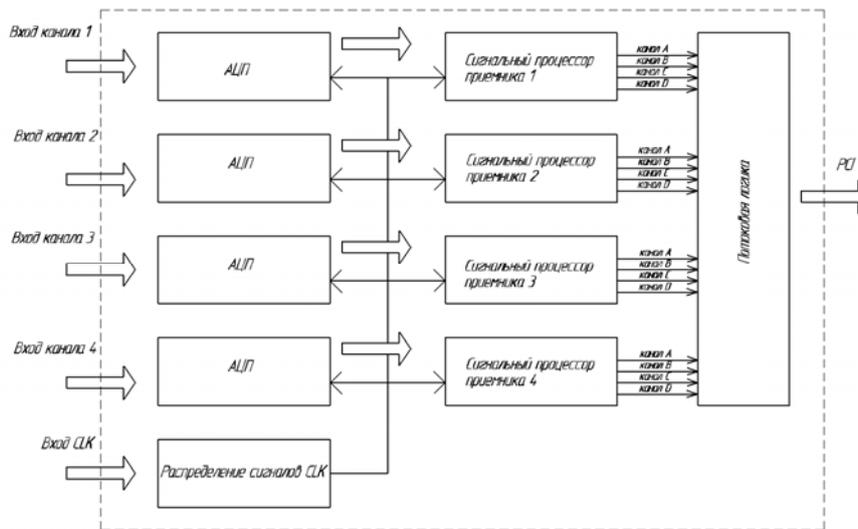


Рис. 3. Функциональная схема цифрового гетеродина

В основе программного обеспечения лежит доработанная бесплатная программа Spectrum Lab со специальным скриптом и модернизированная программа SRM-3000 application. В скрипт для программы Spectrum Lab был добавлен графопостроитель, инструмент анализа табличных данных и вычисления значений и отношений. В программу SRM-3000 application был введен дополнительный обработчик для преобразования файла, полученного в программе, в звуковой для удобства последующей обработки.

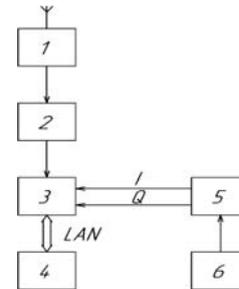


Рис. 2. Структурная схема приемной части комплекса

Рабочее окно программы SRM-3000 application представлено на рис. 4, примеры принимаемых данных представлены на рис. 5.

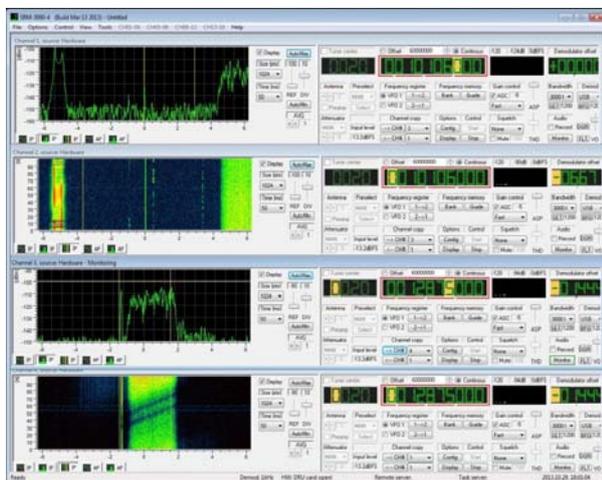


Рис. 4. Рабочее окно программы SRM-3000 application

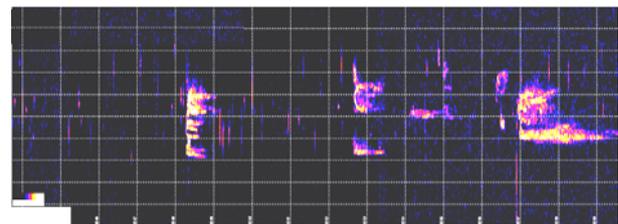


Рис. 5. Пример принимаемых данных

Вывод

Созданный программно-аппаратный комплекс позволяет быстро перестраивать рабочую частоту, обеспечивает точную синхронизацию передатчика и приемника. Программное обеспечение позволяет проводить компьютерный анализ дистанционно-частотных и амплитудно-частотных характеристик.

Литература

1. Рябов И.В. Принципы программно-определяемых радиосистем и их применение в рамках задачи исследования метеорной радиосвязи / И.В. Рябов, С.В. Толмачев, А.А. Лебедева // Современные наукоемкие технологии. – 2016. – № 7(1). – С. 59–66.

2. Лебедева А.А. Программно-аппаратный комплекс для зондирования метеорных следов // Международный научно-исследовательский журнал. – 2016. – № 6-2 (48). – С. 95–98.

3. Рябов И.В., Толмачев С.В., Лебедева А.А. Автоматизированный аппаратно-программный комплекс для дистанционного обнаружения метеорных следов // Сб. тр. XXII науч.-технич. конф. «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж: RLNC, 2016.

4. Hinrichs J., Dyrud L. P., Urbina J. Diurnal variation of non-specular meteor trails // Ann. Geophys. – 2009. – Vol. 27. – P. 1961–1967.

УДК 627.922

А.М. Мукашев, А.В. Бойченко, Р.В. Губарева, С.И. Абрамчук

Автоматизированная система учета потребляемой тепловой энергии

Рассмотрен метод учета тепловой энергии с использованием уравнения Ньютона–Рихмана. Предложен способ нахождения коэффициента теплоотдачи учитывающий индивидуальные особенности отопительных приборов. Спроектирована структурная схема и описан программный комплекс системы учета тепловой энергии. Произведен выбор элементов системы. Данная система была апробирована и полностью удовлетворила поставленным требованиям.

Ключевые слова: энергосбережение, учет тепловой энергии, коэффициент теплоотдачи, система.

Энергосбережение – одна из важнейших задач общества. Основными этапами энергоснабжения являются: производство энергии или ее генерация; распределение энергии по системам энергоснабжения, т.е. по системам передачи и системам распределения энергии; наконец, непосредственное потребление энергии помещением [1, 2].

Рынок тепла – один из самых больших монопродуктовых рынков в России. Отличительной характеристикой этого рынка является огромный потенциал возможного снижения издержек. Чтобы добиться результатов энергосбережения в одной из ключевых областей – теплоснабжении, необходимо уметь грамотно и оперативно производить учет тепловой энергии, потребляемой отопительным прибором.

Целью данной работы является повышение точности учета тепловой энергии при минимальных затратах.

Актуальность исследований заключается в том, что учет потребляемой тепловой энергии является важнейшей составляющей энергосбережения и стимулирует конечных потребителей к экономии энергоресурсов.

В системах теплоснабжения объектов основную долю (95%) составляют системы с вертикальной разводкой, в том числе многоквартирные жилые дома. Поквартирный учет потребляемой тепловой энергии в таких системах не нашел массового применения в силу сложности реализации известными методами. Для систем теплоснабжения с горизонтальной разводкой есть приемлемые решения, однако они не применимы для вертикальной разводки в

силу малых перепадов температур и необходимости измерения расхода теплоносителя. Это приводит к низкой точности измерений и высокой стоимости оборудования. Известны частные решения для систем с вертикальной разводкой (фирмы «Данфос», «Де Прима», «Thechem» и др.), однако они обладают низкой точностью измерений в связи с тем, что не учитывают индивидуальный характер теплового режима отдельного помещения и индивидуальных характеристик отопительных приборов. Эти системы не нашли широкого применения в России и странах СНГ.

Решение поставленной задачи можно разделить на несколько этапов:

- математическое моделирование тепловых процессов в отопительных приборах с учетом их индивидуальных особенностей [3];

- разработка структурной схемы системы;
- выбор необходимых элементов системы для ее полноценной работы;

- разработка программного обеспечения.

Существуют различные методы учета тепловой энергии. В данной работе рассмотрены классический метод [4] и метод учета с использованием уравнения Ньютона–Рихмана [3].

Согласно классическому методу необходимо измерить расход теплоносителя на входе, т.е. в подающем трубопроводе, а также температуру и давление на входе и выходе. Далее определяются плотности и энтальпии, являющиеся табличными функциями температур и давлений, а затем по формуле вычисляется величина потребленной тепловой энергии:

$$Q = G_1(h_1 - h_2), \quad (1)$$

где G_1 – масса теплоносителя, поступившего потребителю по подающему трубопроводу; h_1 и h_2 – энтальпии теплоносителя соответственно в подающем и обратном трубопроводах.

В случае малого перепада температур и малого расхода этот метод дает высокую погрешность (более 10%) и применяться для отдельных помещений не может. Кроме того, стоимость как самого оборудования, так и его эксплуатации очень высока.

В методе учета с использованием уравнения Ньютона–Рихмана измеряется разность средних температур поверхности отопительного прибора и воздуха помещения. При этом основной задачей является нахождение коэффициента теплоотдачи. Он находится экспериментально с учетом двух физических процессов теплообмена: конвекции и радиации.

$$P = G_{\text{ист}}(T_{\text{ист}} - T_1), \quad (2)$$

где P – тепловая мощность, отдаваемая источником; $G_{\text{ист}}$ – коэффициент теплоотдачи отопительного прибора; $T_{\text{ист}}$ – средняя температура поверхности отопительного прибора; T_1 – температура воздуха в помещении.

Основной задачей, подлежащей решению, при этом является нахождение коэффициента теплоотдачи, которая обычно находится из справочной лите-

ратуры или путем измерения в специализированных лабораториях.

Разработан метод измерения коэффициента теплоотдачи. Суть его заключается в следующем.

В динамическом режиме (например, прекращение подачи тепловой энергии) из нестационарного уравнения теплового баланса получим:

$$G_{\text{ист}} = \frac{dT_{\text{ист}}}{dt(T_{\text{ист}} - T_1)} C, \quad (3)$$

где C – теплоемкость отопительного прибора; $\frac{dT_{\text{ист}}}{dt}$ – скорость изменения температуры.

Экспериментальные данные считываются с температурных датчиков, подсоединённых к отопительному прибору, с определенным временным интервалом, заносятся в память и обрабатываются в соответствии с выражением (3). Теплоемкость батареи вычисляется путем суммирования теплоемкости корпуса металлического прибора и воды. При этом используются удельные теплоемкости воды, чугуна и алюминия. Данный метод повышает точность измерений тепловой энергии, отдаваемой отопительным прибором с учетом его индивидуальных особенностей. На рис. 1 приведена структурная схема системы учета тепловой энергии.

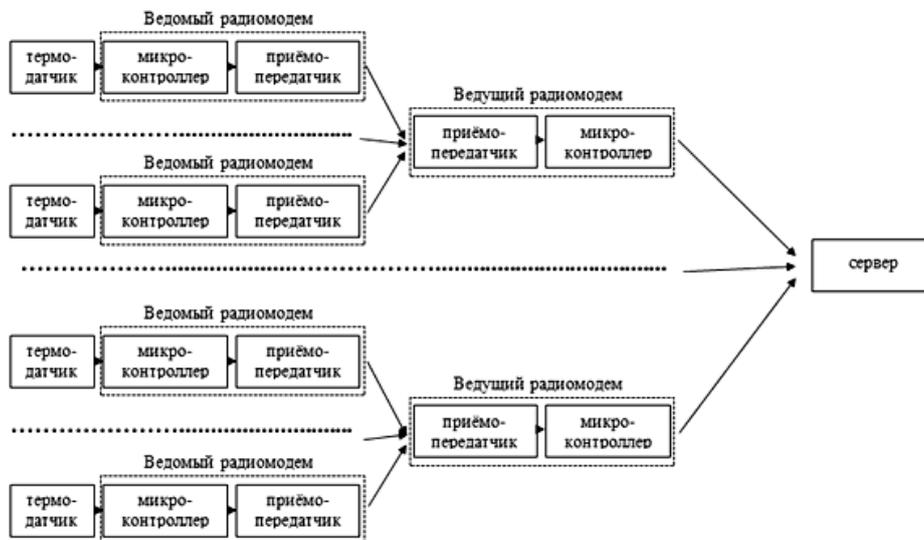


Рис. 1. Структурная схема системы учета тепловой энергии

Сбор и передача данных будет осуществляться на базе следующих элементов:

- радиомодем, считывающий показания с датчиков и передающий их по радиоканалу (далее – Ведомый);
- радиомодем, принимающий данные по радиоканалу и передающий серверу (далее – Ведущий);
- протокол обмена RS-485, используется для передачи данных от Ведущего Серверу.

Различие между Ведущим и Ведомым состоит только в программном обеспечении для микроконтроллеров. В остальном данные платы радиомодемов имеют схожую структуру.

К термодатчику были выдвинуты следующие требования: точность: $\pm 0,5$ °C; низкий ток потребления; компактное исполнение; отсутствие дополнительного оборудования (АЦП уже встроен); отсутствие необходимости калибровки; невысокая стоимость. Под эти требования подходят два термодатчика: ADT7410 (Analog Devices) и DS18B20 (Dallas Semiconductor). Наиболее существенным отличием этих термодатчиков является их интерфейс связи. За счёт использования интерфейса 1wire датчик DS18B20 имеет всего 3 вывода вместо 4 у ADT7410.

К микроконтроллеру выдвинуты следующие требования: низкое энергопотребление; наличие спящего режима с поддержкой часов реального вре-

мени; наличие интерфейса UART; напряжение питания от 2,5 до 3,6 В; рабочая частота не менее 2 МГц.

Всем этим требованиям удовлетворяют микроконтроллеры компании ST: STM32. Они обладают более низкой ценой и высокой мощностью по сравнению с микроконтроллерами других производителей. Также эти микроконтроллеры обладают удобным интерфейсом для программирования, требующим всего три вывода и программатор ST-LINK, который является достаточно дешёвым.

Исходя из выдвинутых требований, основной выбор микроконтроллера делался из линейки STM32L, обладающей лучшими параметрами в области энергопотребления. Наилучшими характеристиками обладает микроконтроллер STM32L432.

Лидерами в сфере разработки приёмопередатчиков любительских диапазонов на данный момент являются фирмы Texas Instruments, Analog Devices и Semtech International. Каждая из этих фирм выпускает довольно широкие линейки приёмопередатчиков разных частотных диапазонов. Для проектируемой системы сбора и передачи данных был выбран диапазон 868 МГц. Этот диапазон был сравнительно недавно разрешён для использования без лицензии, поэтому на данный момент не так сильно используется, как диапазон 433 МГц. Приёмопередатчики данного диапазона ввиду отсутствия единого стандарта можно настроить на довольно низкое потребление (около 30 мА), большую дальность (порядка километра в условиях прямой видимости). Ввиду низкочастотности диапазона он имеет ограничение в возможной скорости, но для реализации данного проекта большие скорости не требуются. Из рассмотренных приёмопередатчиков наиболее оптимальным соотношением динамического диапазона и потребляемой мощности обладает CC1120 фирмы Texas Instruments.

В данной системе все параметры работы задаются сервером, которые последний передает Ведущему, тот в свою очередь отправляет параметры Ведомому. Основная задача Ведомого – собрать температуры с датчика. Частота сбора задается Сервером. Сбор осуществляется в автоматическом режиме согласно переданным Серверу настройкам для Ведомого. Автоматический режим подразумевает отправку Ведомым данных температуры самостоятельно через заданный интервал времени. Основная задача Ведущего – передавать Ведомому команды Сервера и выдавать Серверу принятые данные от Ведомого. К Ведущему может быть подключено несколько Ведомых, также как к Серверу несколько Ведущих. Основная задача Сервера – осуществление управления и обработка данных. На рис. 2 приведена структура программного обеспечения для Сервера.

Программа реализована на языке C++. То, что C++ объектно-ориентированный язык, во многом облегчает разработку многозадачного приложения. Общая задача была разбита на мелкие подзадачи, также была выделена основная, которая выполня-

лась в первую очередь. Основная задача – осуществление сбора данных в автоматическом режиме – реализуется в классе MainWindow, это основной класс.

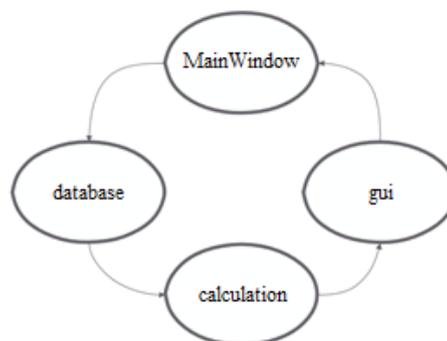


Рис. 2. Структура программы

Для имплементации остальных функций были созданы еще два класса – database и calculation. Как ясно из названия, класс database осуществляет соединение с базой данных и основные SQL-запросы для записи и выборки данных. Класс calculation выполняет обработку информации, заключающуюся в расчете из полученных температур коэффициента теплоотдачи и тепловой мощности. Gui не является классом C++, а является QML-файлом, предназначен специально для создания графического интерфейса.

Результаты расчетов записываются в базу. Сделано это с целью хранения данных на долгий период времени – около 3 лет. На рис. 3 приведена структурная схема базы данных.

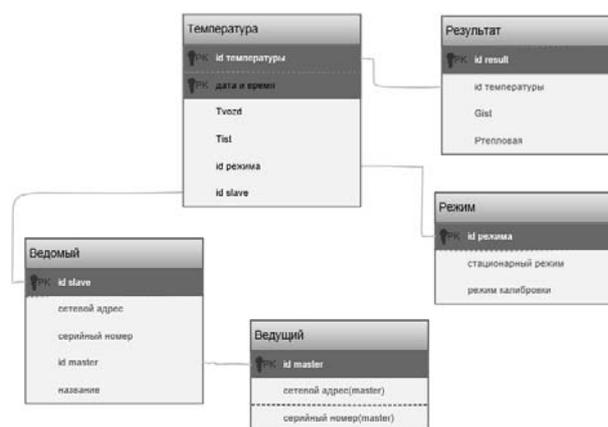


Рис. 3. Структурная схема базы данных

В ходе разработки базы данных был использован простой принцип повторений. Была создана таблица, в которую были сведены все данные, требующие длительного хранения (таблица). Затем все часто повторяющиеся записи были сведены в отдельные сущности (см. таблицу).

Таблица хранимых данных

Номер Slave	Номер master	Режим	Дата и время	$T_{ист}$	T_1	$G_{ист}$	P

В частности, нецелесообразно хранить номер Ведущего и Ведомого, а также название режима для каждой температуры, для большинства записей данные атрибуты будут повторяться. Данные температур и рассчитываемых коэффициентов сведены в отдельные таблицы для удобства обращения к данным. Дата и время также используются как первичный ключ в таблице, температура сама по себе является уникальным идентификатором и важным атрибутом для расчетов. Теплоемкость, которую можно увидеть в выражении (3), задается пользователем, т.е. нет необходимости хранить ее в базе.

В результате выполненной работы была построена описанная выше система. Удалось достигнуть предъявляемые низкие требования по потреблению, которые сошлись с расчетными и позволяют Ведомому проработать на одной батарейке до двух лет. Дальность связи между радиомодемами составила до 50 м, что позволяет подобной сети покрыть достаточно большой участок жилого помещения. Программный комплекс включает в себя программу для сбора данных с устройства сбора и передачи данных, программу расчета коэффициента теплоотдачи и тепловой мощности, а также базу данных. Он полностью удовлетворяет функциональным характеристикам, т.е. централизован и имеет трехуровневую структуру. Планируется доработка и расширение системы для дальнейшего ее использования в сфере жилищно-коммунального хозяйства.

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. Поквартирный и покомнатный учет потребляемой тепловой энергии актуален, поскольку стимулирует конечных потребителей к экономии энергоресурсов. В этом также заинтересованы федеральные и региональные органы власти, так как экономия энергоресурсов позволяет значительно сокра-

тить расходы на капитальное строительство и эксплуатацию предприятий, генерирующих тепловую энергию.

2. Нами предложены и реализуются способы измерения потребляемой тепловой энергии, использующие динамические режимы работы отопительных приборов. Они позволяют измерять тепловую энергию, отдаваемую каждым отдельным отопительным прибором с учетом индивидуальных особенностей (размещение в помещении, наличие мебели и подоконников, окраска, зашлакованность и др.).

3. Аппаратная реализация данной системы представляет собой два температурных датчика (средние температуры отопительного прибора и воздуха помещений), радиомодем для беспроводной передачи информации на устройство сбора и передачи данных (УСПД), канал связи УСПД с центральным сервером и соответствующее программное обеспечение.

Литература

1. Воронин С.М. Энергосбережение: учеб. пособие / С.М. Воронин, А.Э. Калинин. – Зерноград : ФГОУ ВПО АЧГАА, 2009. – 256 с.
2. Карпов В.Н. Поквартирный учет расхода тепла в системах отопления. Проблемы внедрения // АВОК. – 2012. – №4. – С. 50–58.
3. Пуговкин А.В. Динамический метод измерения эффективности нагревательных приборов / А.В. Пуговкин, С.В. Купреков, В.А. Медведев, Н.И. Муслимова, В.С. Степной // Приборы. – 2014. – № 7. – С. 10–15.
4. Сасин В.И. Действующая методика испытания отопительных приборов – требуется ли корректировка? / В.И. Сасин, Г.А. Бершидский, Т.Н. Прокопенко, Б.В. Швецов // Отопление и горячее водоснабжение. – 2007. – № 4. – С. 49–52.

УДК 621.396.2.019.4

В.А. Кологривов, Д.Н. Олчейбен

Повышение спектральной эффективности цифровых систем с мультиплексированием частотных каналов

Представлены результаты исследования повышения спектральной эффективности каналов путем использования оптимальных спектрально-эффективных сигналов на несущих частотах. Представлена функциональная модель модема, описана методика модельного исследования влияния видов модулирующих сигналов на скорость спада уровня внеполосных излучений и на ширину основного лепестка спектра сигнала. Приведен анализ полученных результатов исследования с позиции спектральной эффективности, предложены рекомендации.

Ключевые слова: модельное исследование, спектральная эффективность, внеполосные излучения, ширина основного лепестка, BPSK, модулятор, демодулятор.

Постановка задачи исследования

Интенсивное развитие радиотехнических средств передачи информации ведет к нехватке спектральных ресурсов, росту объема передаваемой информации, повышению требований к качеству передачи сообщений. В связи с этим возрастает актуальность решения проблемы повышения спек-

тральной эффективности канала передачи информации при обеспечении необходимой достоверности приема сообщений.

Возникает потребность в разработке и усовершенствовании методов обработки сигналов, которые позволят более рационально использовать частотный диапазон.

Рациональное использование частотного диапазона напрямую связано с поиском форм сигналов, передаваемых на несущей частоте. В связи с этим в данной статье описывается поиск оптимальной формы огибающей, удовлетворяющей требованиям на полосу занимаемых частот, скорость спада уровня внеполосных излучений и ширину основного лепестка сигнала [1–3].

Условия проведения исследования

Для реализации системы передачи информации выбран простой вид модуляции BPSK.

Исследования проводились в относительных единицах времени и масштаба. Длина бита псевдослучайных последовательностей полагалась $\tau = 1$. Длительность модельного эксперимента составляла 10^4 бит. Амплитуды сигнальных импульсов одинаковые.

Условием для проведения исследования модемов на спектральную эффективность является изменение форм сигналов. Идеальной формой сигнала является «гауссоида», спектр которой имеет максимальное подавление внеполосных излучений, но при этом наблюдается максимальное увеличение полосы основного лепестка. В отличие от гармонической формы реализация «гауссоиды» возможна лишь опосредованно. В данной работе в основу импульсных форм сигналов положен полупериод синусоиды, который подвергается функциональным преобразованиям с целью приближения к «гауссоиде».

Описание схемы модема

На рис. 1 представлена упрощённая функциональная схема BPSK-модема.

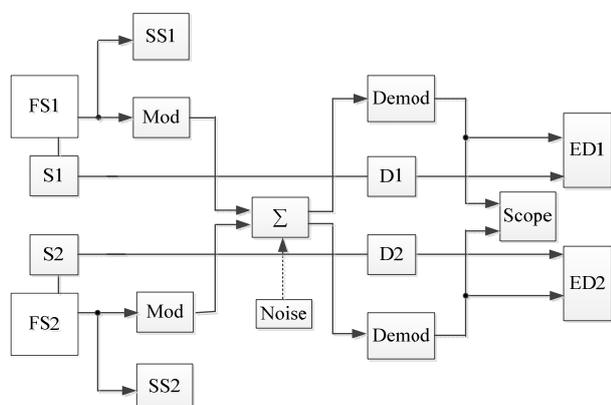


Рис. 1. Упрощенная схема BPSK-модема:

S1, S2 – источники информационной последовательности;

FS1, FS2 – блоки изменения формы сигналов;

SS1, SS2 – анализаторы спектра;

Mod – модуляторы;

Noise – генератор шумов канала;

D1, D2 – блоки задержек;

Demod – демодуляторы;

Scope – осциллограф;

ED1, ED2 – детекторы ошибок

В качестве источников информации S1, S2 выступают псевдослучайные прямоугольные последовательности импульсов, которые поступают на блоки изменения формы сигналов FS1, FS2.

Полученные измененные формы сигналов поступают на BPSK-модуляторы каналов. Далее сигналы с модуляторов каналов поступают на сумматор и в канал распространения. Блок сумматора выступает одновременно как имитатор шумов канала распространения сигнала. С этой целью на дополнительный вход сумматора подключается генератор шума. В рамках данного исследования генератор шума не использовался.

Далее полученные манипулированные (BPSK) сигналы подаются на входы BPSK демодуляторов. После демодуляции обе принятые последовательности идут на осциллограф, на дополнительные входы которого с целью обеспечения визуального контроля подаются задержанные исходные последовательности. Для обеспечения контроля помехоустойчивости реализованы составные блоки детекторов ошибок, которые подсчитывают и отображают на дисплее количество битовых ошибок (несовпадений импульсов демодулированных последовательностей и исходных).

Исследование модема

За опорный случай берутся прямоугольные псевдослучайные последовательности импульсов (отсутствуют блоки изменения формы сигналов). Спектральная характеристика псевдослучайной прямоугольной последовательности импульсов (блоки анализаторов спектра SS1, SS2) приведена на рис. 2.

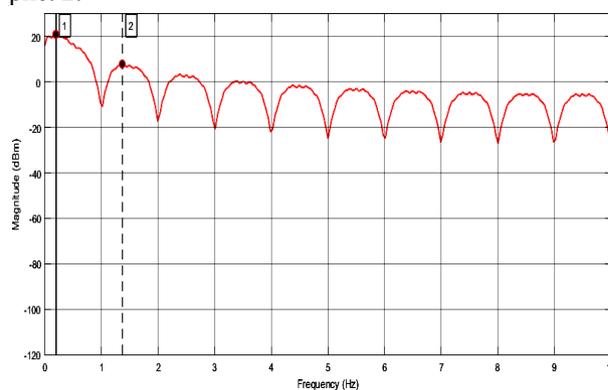


Рис. 2. График спектральной характеристики псевдослучайной последовательности прямоугольных импульсов

Для сравнения графиков спектральных характеристик выбираются контрольные «замеры», а именно, максимумы первого и второго лепестков, спад второго лепестка по отношению к первому, а также фиксируется изменение ширины основного лепестка. Затем разности максимумов и ширины основных лепестков сравниваются между собой и определяется, насколько увеличивается или уменьшается тот или иной параметр.

Из рис. 2 видно, что спад второго лепестка относительно первого составляет минус 13,093 дБ, ширина основного лепестка – 1 Гц (в относительном масштабе). Эти данные берутся за опорные, а, изменяя формы сигнальных импульсов в блоках FS1, FS2, в эксперименте фиксируется изменение исследуемых параметров спектральных характеристик.

В ходе работы были рассмотрены четыре разные формы модулирующих импульсов. Результаты исследования BPSK-модема при изменении форм сигнальных импульсов приведены на рис. 3–6.

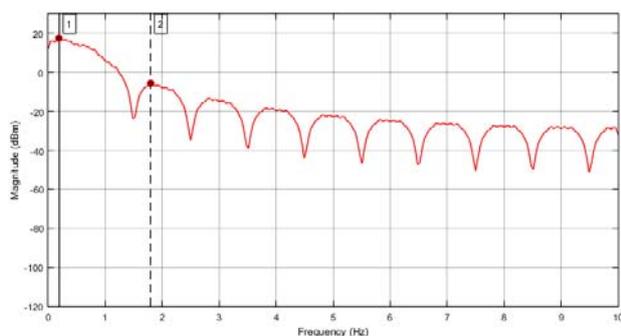


Рис. 3. График спектральной характеристики псевдослучайной последовательности импульсов вида $|\sin(u)|$

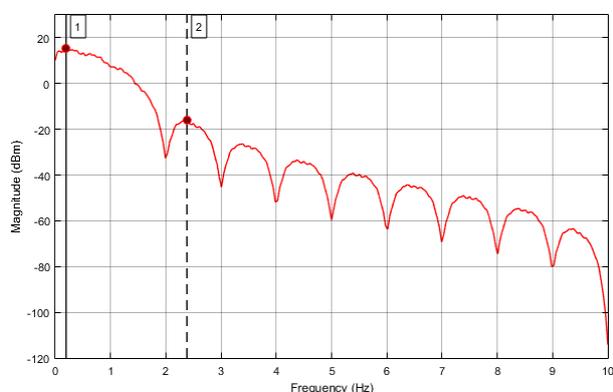


Рис. 4. График спектральной характеристики псевдослучайной последовательности импульсов вида $\sin^2(u)$

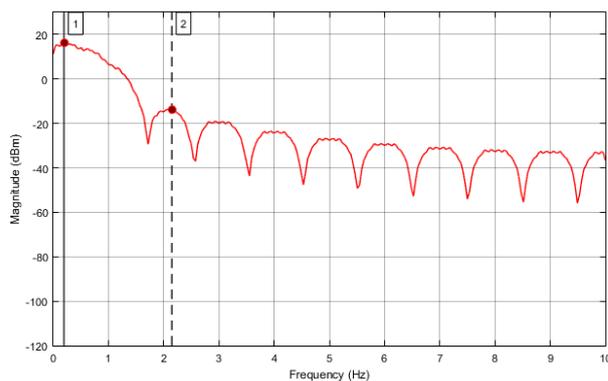


Рис. 5. График спектральной характеристики псевдослучайной последовательности импульсов вида

$$|\sin(u)| \cdot \frac{e^{\sin(u)} - 1}{1,72}$$

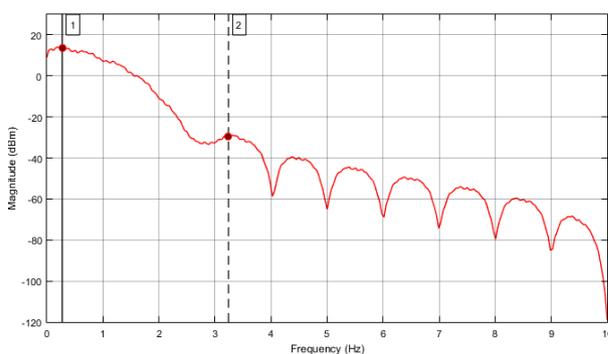


Рис. 6. График спектральной характеристики псевдослучайной последовательности импульсов вида

$$\sin^2(u) \cdot \frac{e^{\sin^2(u)} - 1}{1,72}$$

Результаты исследования BPSK-модема

№	Формы модулирующих импульсов	Спад второго лепестка, дБ	Ширина основного лепестка, Гц
0	Псевдослучайная последовательность прямоугольных импульсов	-13,093	1
1	Псевдослучайная последовательность импульсов вида $ \sin(u) $	-23,012	1,5
2	Псевдослучайная последовательность импульсов вида $\sin^2(u)$	-31,438	2
3	Псевдослучайная последовательность импульсов вида $ \sin(u) \cdot \frac{e^{\sin(u)} - 1}{1,72}$	-30,386	1,8
4	Псевдослучайная последовательность импульсов вида $\sin^2(u) \cdot \frac{e^{\sin^2(u)} - 1}{1,72}$	-43,169	2,8

Результаты исследования сведены в таблицу.

Из таблицы видно, что изменение формы модулирующих сигналов оказывает существенное влияние на спектральные характеристики – амплитуду и ширину основного лепестка, спад боковых лепестков.

Амплитуда основного лепестка спектральной характеристики определяется энергией импульсов модулирующей последовательности. Ширина основного лепестка и спад или скорость спада боковых лепестков определяются формой импульсов. Чем ближе форма импульса к «гауссоиду», тем

больше скорость спада боковых лепестков спектральной характеристики.

Ширина основного лепестка определяет полосу пропускания системы передачи, а скорость спада боковых лепестков определяет уровень внеполосных излучений и соответственно взаимные помехи каналов передач.

Прямоугольная форма импульсов имеет самую малую ширину основного лепестка, но и самый высокий уровень внеполосного излучения (см. рис. 2).

Форма импульса вида $|\sin(u)|$ имеет в 1,5 раза шире основной лепесток и на 10 дБ больший спад второго лепестка (см. рис. 3).

Форма импульса вида $\sin^2(u)$ имеет в 2 раза шире основной лепесток и на 20 дБ больший спад второго лепестка (см. рис. 4).

Формы импульсов, полученные умножением на дополнительные экспоненциальные множители, имеют соответственно на 20 и 40% более широкие основные лепестки относительно прототипов, а спады вторых лепестков возросли соответственно примерно на 7 и 12 дБ.

Заключение и рекомендации

На спектральные характеристики сильное влияние оказывает форма модулирующих сигналов.

Результаты модельного эксперимента позволяют в достаточно широком диапазоне изменения параметров спектральных характеристик находить компромиссные решения между полосами пропускания и уровнями внеполосных излучений.

Формы модулирующих импульсов, основанные на $|\sin(u)|$ (см. рис. 3, 5), оптимальны в том, что имеют относительно узкие основные лепестки и

значительные спады вторых лепестков, т.е. уровней внеполосных излучений.

Таким образом, результаты модельных исследований делают целесообразным дальнейший поиск перспективных форм модулирующих импульсов и критериев выбора оптимальных форм, исходя из компромиссного характера параметров спектральных характеристик.

Литература

1. Завьялов С.В. Повышение спектральной эффективности многочастотных неортогональных сигналов. Автореф. ... канд. техн. наук. – СПб.: ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет», 2015. – 18 с.
2. Завьялов С.В. Повышение спектральной эффективности многочастотных неортогональных сигналов: дис. ... канд. техн. наук. – СПб.: ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет», 2015. – 161 с.
3. Макаров С.Б., Завьялов С.В. Повышение помехоустойчивости когерентного приема неортогональных многочастотных сигналов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. – 2014. – №2' (193). – С. 45–54.

УДК 621.396.69

А.В. Паращинец, А.Е. Ефремова, В.В. Терешков

Проектирование СВЧ-блока коммутации сигналов 6,4–6,9 ГГц

Объектом проектирования является блок коммутации с диапазоном рабочих частот 6,4–6,9 ГГц, предназначенный для работы в составе космической аппаратуры.

Проектирование устройства предполагает обоснование функциональной схемы, трассировку печатных плат и 3D-моделирование корпуса.

Ключевые слова: блок коммутации сигналов, дробный многоканальный синтезатор частоты, деление опорных сигналов.

Псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ) является методом расширения спектра сигнала, особенность которого заключается в периодической смене несущей частоты по известному отправителю и получателю закону. Одним из способов реализации метода ППРЧ является схема «ping-pong». Преимущество схемы «ping-pong» заключается в повышенном быстродействии системы, которое достигается путем использования двух и более синтезаторов частот, в результате чего время перестройки частоты значительно сокращается. Таким образом, для реализации данной схемы требуется устройство, осуществляющее коммутацию выходных сигналов нескольких синтезаторов.

Типовая схема «ping-pong», состоящая из двух синтезаторов и одного блока коммутации, представлена на рис. 1.

Проектируемое устройство является функциональным блоком коммутации выходных сигналов синтезаторов частот. Одним из основных требова-

ний является то, что разрабатываемое устройство должно быть спроектировано без материалов, использование которых запрещено в составе космической аппаратуры.

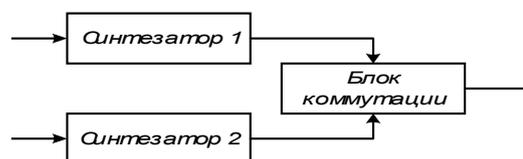


Рис. 1. Схема «ping-pong»

Параметры разработанного устройства:

- диапазон рабочих частот: 6,4–6,9 ГГц;
- количество входов: 2 шт.;
- количество коммутируемых выходов: 1 шт.;
- уровень межканальной развязки: не менее 100 дБ.

Блок коммутации содержит следующие элементы:

- переключатель MSW202-01 – монолитная интегральная схема (МИС) сверхширокополосного

переключателя производства АО «НИИПП», выполненного по рpп-технологии, данная МИС отличается минимальными прямыми потерями, высокой скоростью переключения порядка 1,1 мкс и высоким уровнем развязки между каналами [1];

- МР501 – МИС смещения по постоянному току производства АО «НИИПП» [1];
- LFCN-8400+ – фильтр низких частот с диапазоном 0–8400 МГц производства Mini-Circuits [2];
- направленный ответвитель (выполнен конструктивно);
- NDAC02015 – МИС СВЧ-усилитель производства Neditek;
- детектор мощности на основе диода Шоттки MSS25 производства Aeroflex [3];
- 744УД2-1 [4] – бескорпусной быстродействующий операционный усилитель (ОУ) производства ФГУП «НПП «ВОСТОК».

Одной из особенностей проектируемого блока коммутации является то, что коммутируемые сигналы поступают на МИС переключателя согласно схеме, приведенной на рис. 2.

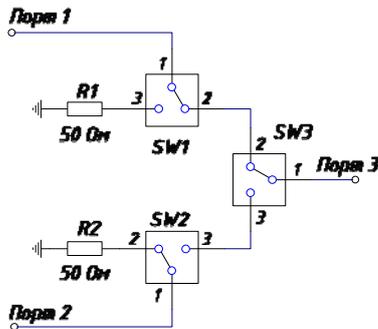


Рис. 2. Схема включения переключателя

Данный вид включения переключателей имеет два преимущества: во-первых, обеспечивается значительно более высокий уровень развязки каналов в момент коммутации. Коэффициент передачи для запертого канала в этом случае равняется:

$$S_{п2п3} = S_{13зап} + S_{31зап}, \quad (1)$$

где $S_{п2п3}$ – коэффициент передачи с порта 2 на порт 3; $S_{13зап}$ – коэффициент передачи запертого канала переключателя 2; $S_{31зап}$ – коэффициент передачи запертого канала переключателя 3.

Во-вторых, при использовании схемы, представленной на рис. 2, некоммутируемый сигнал при помощи вспомогательного переключателя направляется в резистор номиналом 50 Ом, не отражаясь в обратном направлении.

В данном устройстве реализована система обратной связи, позволяющая получать информацию о наличии сигнала на выходе коммутатора. С выхода переключателя сигнал поступает на направленный ответвитель, где часть сигнала ответвляется и, усиливаясь, поступает на диодный детектор мощности. Далее протестированный сигнал, после очередного усиления ОУ, приобретает уровень логической единицы микроконтроллера. Таким образом, имеется возможность контролировать наличие сигнала на выходе коммутирующего устройства.

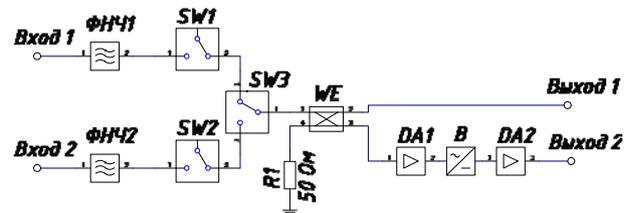


Рис. 3. Функциональная схема блока коммутации



Рис. 4. Топология направленного ответвителя

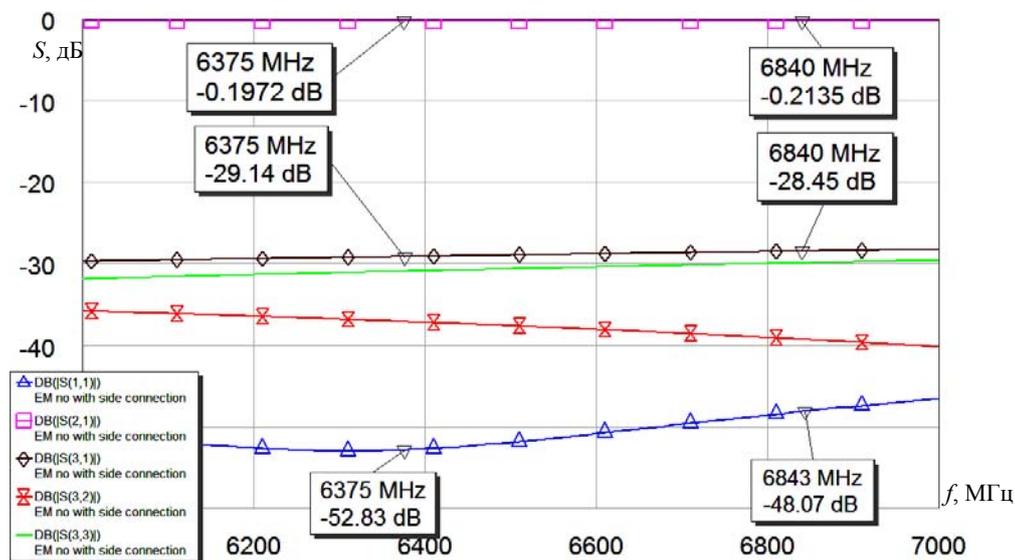


Рис. 5. Характеристики направленного ответвителя

Топология направленного ответвителя, реализованного на связанных линиях, приведена на рис. 4. Характеристики направленного ответвителя, основанные на моделировании в среде Microwave Office (MWO) [5], представлены на рис. 5.

Результаты моделирования направленного ответвителя:

- низкий уровень прямых потерь во всем диапазоне, не более 0,22 дБ;
- уровень ответвляемого сигнала порядка –29 дБ;

– низкий коэффициент отражения, менее –30 дБ.
 Модель переключателя, выполненного в среде проектирования AWR MWO, представлена на рис. 6.

Система обратной связи представлена на рис. 8, а ее характеристики, основанные на моделировании в среде MWO – на рис. 9. Как видно из результатов моделирования, уровень сигнала на выходе (на входе ОУ) системы обратной связи равен 15,87 и 10,6 мВ для частот 7 и 6 ГГц соответственно.

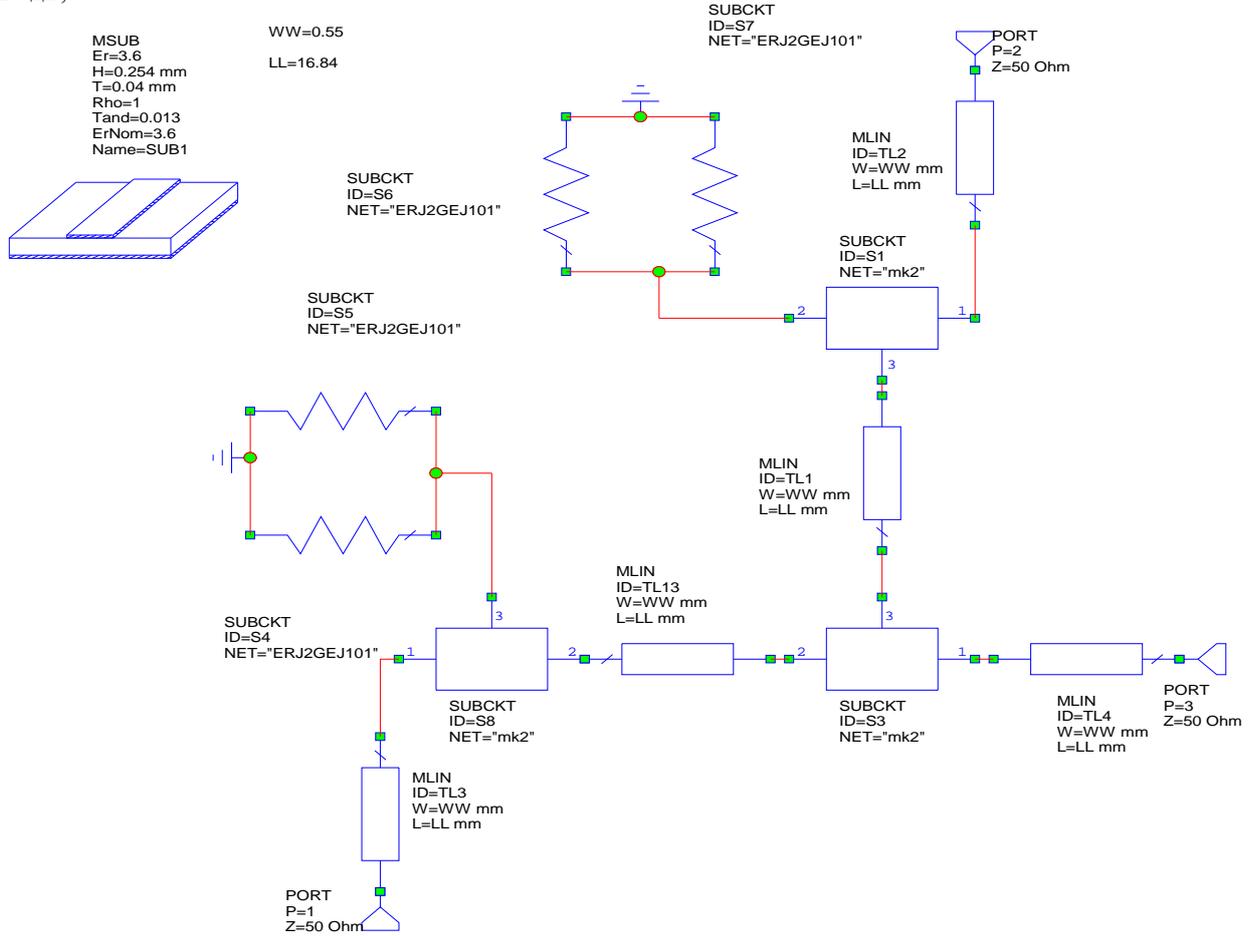


Рис. 6. Модель переключателя, выполненная в среде MWO

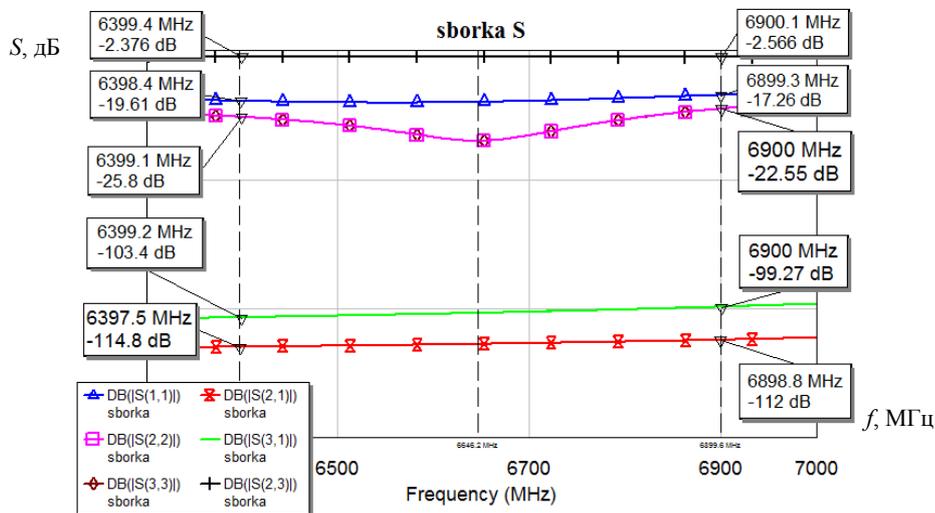


Рис. 7. Характеристики модели переключателя

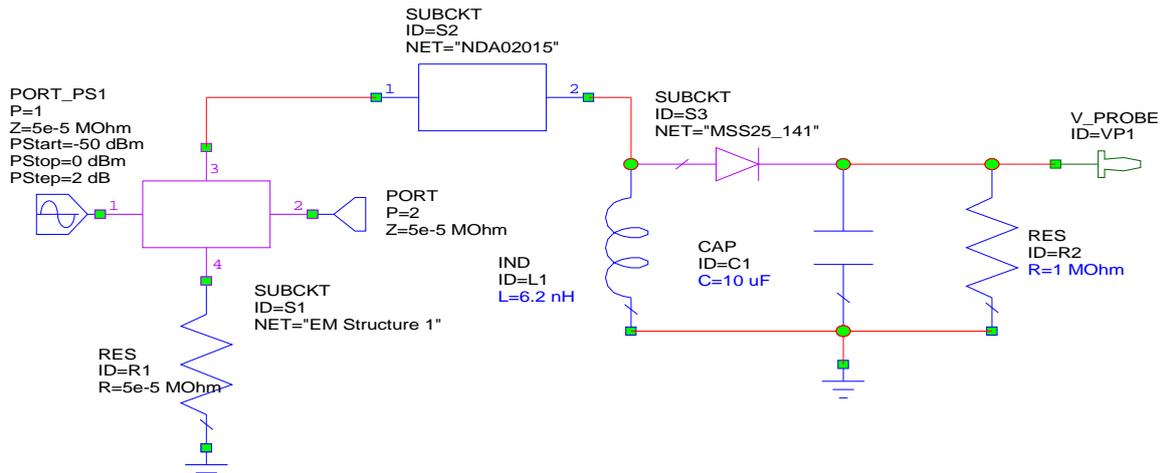


Рис. 8. Система обратной связи в сборке без конечного ОУ

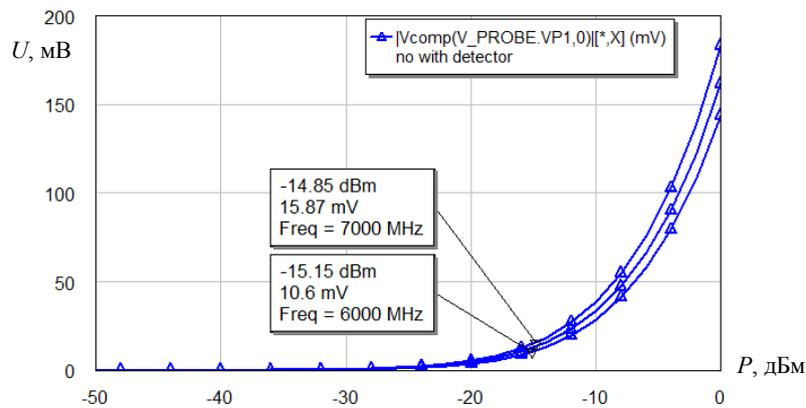


Рис. 9. Характеристики системы обратной связи

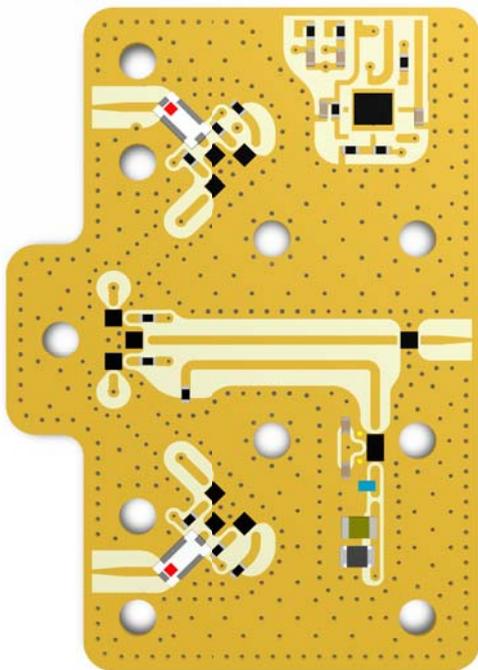


Рис. 10. Печатная плата блока коммутации

Таким образом, в процессе предварительного моделирования были спроектированы модели всех частей блока коммутации, а также получены их характеристики. Следующим этапом проектирования

блока коммутации была трассировка печатной платы и корпуса устройства.

При разработке блока коммутации необходимо обеспечить высокий уровень развязки каналов, так как просачивание сигнала между соседними каналами будет являться помехой при работе системы. Поэтому при проектировании печатной платы было принято решение экранировать каналы коммутатора друг от друга конструктивно, а именно: использовать крышку корпуса устройства, которая в определенных местах плотно прилегает к печатной плате, тем самым создавая экран между соседними каналами устройства. На рис. 10 представлена печатная плата устройства, металлизированные области, вскрытые от защитного слоя предусмотрены для плотного прилегания крышки устройства.

Также в системе твердотельного и поверхностного моделирования Solid Edge [6] разработан корпус, который позволяет исключить взаимные помехи путем изоляции каждой платы. На рис. 11 представлены виды сверху и сбоку 3D-модели корпуса.

Разработанный блок коммутации сигналов отвечает всем поставленным требованиям, а также не содержит в своем составе материалов, использование которых запрещается в составе аппаратуры космических аппаратов. Поэтому данное устройство может быть использовано как в наземных, так и космических системах связи.

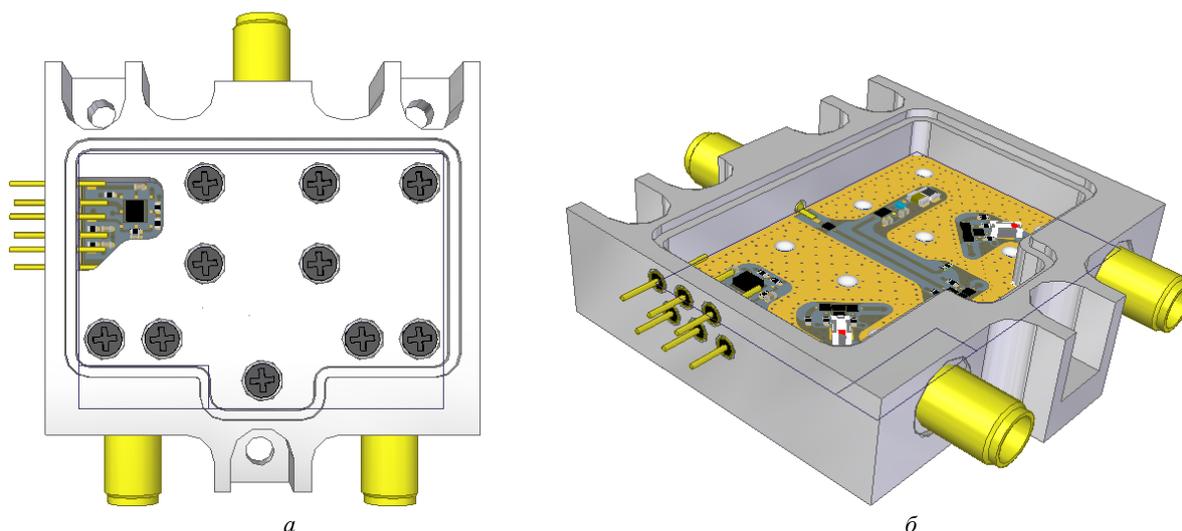


Рис. 11. Модель корпуса устройства: вид сверху (с крышкой) – а; вид сбоку (без крышки) – б

Литература

1. МИС сверхширокополосных переключателей (MSW202) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.niipp.ru/upload/iblock/a93/a931fd574d095d920c02564a9dbac014.pdf>

2. Low Pass Filter LFCN-8400+ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.minicircuits.com/pdfs/LFCN-8400+.pdf>

3. MSS25-047 C15C [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ptelectronics.ru/wp-content/uploads/produkcija_aeroflex.pdf

4. Бескорпусной широкополосный быстродействующий операционный усилитель (ОУ) с полевыми транзисторами на входе [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.vostok.nsk.su/files/pdf/744UD2-1.pdf>

5. Дмитриев Е.Е. Основы моделирования в Microwave Office 2009 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.eurointech.ru/products/AWR/Dmitriev_mwo_2009_1.pdf

6. Solid Edge [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.cadmaster.ru/magazin/products/solid-edge.html>

УДК 621.375:621.382 (075.8)

В.А. Рыжов, А.В. Смуров

Полезные модели активных цепей на основе свойств инвариантности схемных функций

Представлено несколько полезных моделей, созданных на основе свойств инвариантности схемных функций активных цепей, обладающих уникальными возможностями, применяющихся в современной схемотехнике и радиоэлектронике.

Ключевые слова: активные цепи, схемотехника, радиоэлектроника, инвариантности схем.

Свойства инвариантности схемных функций активных цепей позволяют создавать перспективные модели и технические решения, обеспечивающие уникальные характеристики. Использование данного метода позволило разработать большое количество технических решений, которые используются в современной схемотехнике и радиоэлектронике. Несмотря на достаточно глубокие исследования в этом направлении, и в настоящее время данная тема является актуальной [1, 2]. В данной работе представлено несколько полезных моделей, которые обладают уникальными возможностями.

Инвариантность – свойство цепей, в которых схемные функции не зависят от ряда параметров (элементов – многополюсников), входящих в общую

схему активной цепи. Основным критерием обеспечения инвариантности являются предельные параметры активных элементов. К ним относят коэффициенты передачи многополюсных операционных усилителей по напряжению МОУУ или току МОУТ, входные или выходные сопротивления последних. Как правило, первые принимаются за бесконечное значение.

Для общности результатов рассмотрим модель цепи с МОУ, которая представлена на рис. 1.

Выходные токи МОУУ и напряжения МОУТ в общем случае не определены и зависят от параметров внешней цепи, к которой подключен МОУ. Коэффициенты

$$\alpha_i \beta_j \quad (i = 1, 2, \dots, N; \quad j = N + 1, N + 2, N + 3, \dots, N + M)$$

в принципе могут иметь различную физическую интерпретацию. В простейшем случае они могут учитывать знак преобразования в суммах либо принимать значение 0, что соответствует отсутствию входной или выходной переменной (отсутствие входного или выходного узла). В данной работе рассматривается цепь, в которой пассивная подсистема разбита на 2 многополюсника. От характера соединения последних с МОУ возникает несколько вариантов свойств инвариантности.

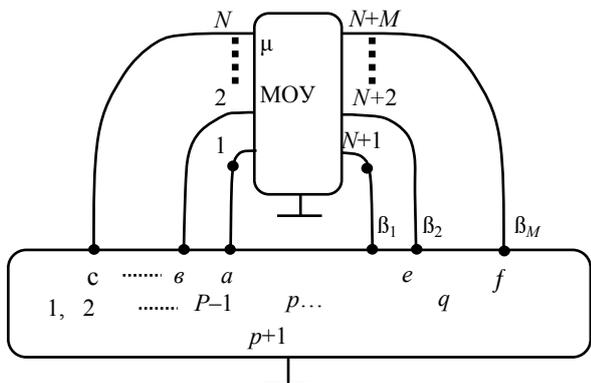


Рис. 1. Общая схема активной цепи с многополюсным операционным усилителем с коэффициентом передачи μ

Предположим, что МОУ обладает бесконечным коэффициентом преобразования – усиления, тогда для схемы, представленной на рис. 2, параметры дополнительного многополюсника – D не войдут в выражения для схемных функций – соответствующие доказательства рассмотрены в [4].

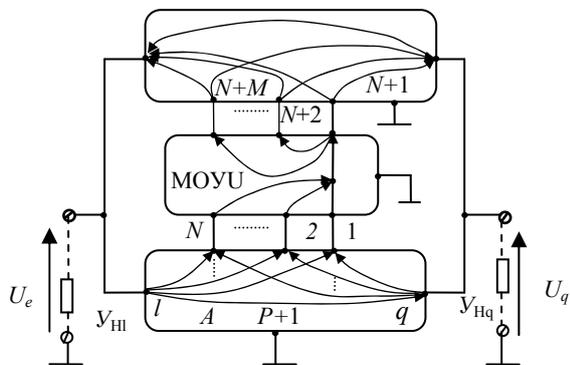


Рис. 2. Схема МОУ с дополнительным многополюсником

Данные свойства могут быть использованы для получения полезных схемных решений.

Представленная модель реализует передачу энергии в двух направлениях, при этом – реальных требованиях к параметрам дополнительного многополюсника данные параметры передачи – коэффициенты взаимнообратны и не зависят от параметров нагрузки как по току, так и по напряжению. Важно, что даже для простейшей цепи, представленной на рис. 3, равенство матриц Y параметров первого и второго четырехполюсника (т.е. они равноценны) коэффициенты в прямом и обратном направлении равны минус единице как по току, так и по напряже-

нию и, следовательно, по мощности. Этот факт позволяет создавать двухсторонние корректоры – компенсаторы АЧХ и ФЧХ искажений на основе компенсации первым (вторым) четырехполюсником параметров последующего.

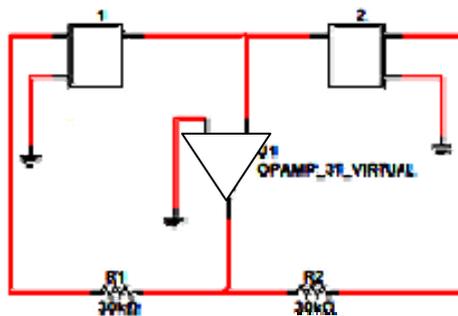


Рис. 3. Практическая схема корректора – компенсатора

Данная реализация рассмотрена в [5]. При дополнительном изучении ее возможностей приходим к новому приложению. Следует отметить, что в отличие от классического принципа – когда корректор включен каскадно с искажающим четырехполюсником и требует обратных параметров АЧХ и ФЧХ, в данном решении достаточно повторить искажающую цепь. При этом исчезает необходимость синтеза (не всегда полностью возможную) параметров корректора. Особо следует отметить, что модель может быть применена для корректоров минимально – фазовых цепей с распределенными параметрами, так как характеристики предыдущей цепи или участка «компенсируются» последующим. В реальных случаях, с учетом возможностей современной микроэлектроники, необходима проверка устойчивости, и практическое приложение данного решения может быть расширено [1–3].

Разработка моделей с переменными параметрами

В данных реализациях основная цель – уменьшение количества ОУ и регулирующих элементов.

На рис. 4 представлены схемы преобразования между двумя многополюсниками A и D в общем виде и для простейшего трехполюсника. Из процедуры преобразований видно, что один из побочных элементов преобразования «переносится» в дополнительный многополюсник и, как показано, не окажет влияния на схемные функции цепи в целом. Данное свойство позволило разработать новые модели генераторов на мосте Вина, на одном ОУ в которых за счет свойств инвариантности возникает возможность регулировки смежных проводимостей моста.

Рассмотрим общую модель активного моста с дифференциальным ОУ, изображенную на рис. 5. Характеристический многочлен данной цепи при $\mu \text{ ОУ} \rightarrow \infty$ определяется выражением $D = Y_1 Y_2 - Y_2 Y_4$. В силу свойств инвариантности в это выражение не входят проводимости Y_5 и Y_6 , показанные на рис. 5 пунктиром. Это свойство можно использовать для одновременного управления двумя сопряженными

плечами моста с помощью одного элемента. Для этого достаточно к любым трем узлам моста подключить трехполюсник с одним управляющим резистором, представленным на рис. 4, в. Очевидно, что один из регулируемых параметров данной схемы войдет в состав Y_5 или Y_6 , а два других обеспечат управление плечами моста. Схемы, полученные таким образом, представлены на рис. 6, 1–4.

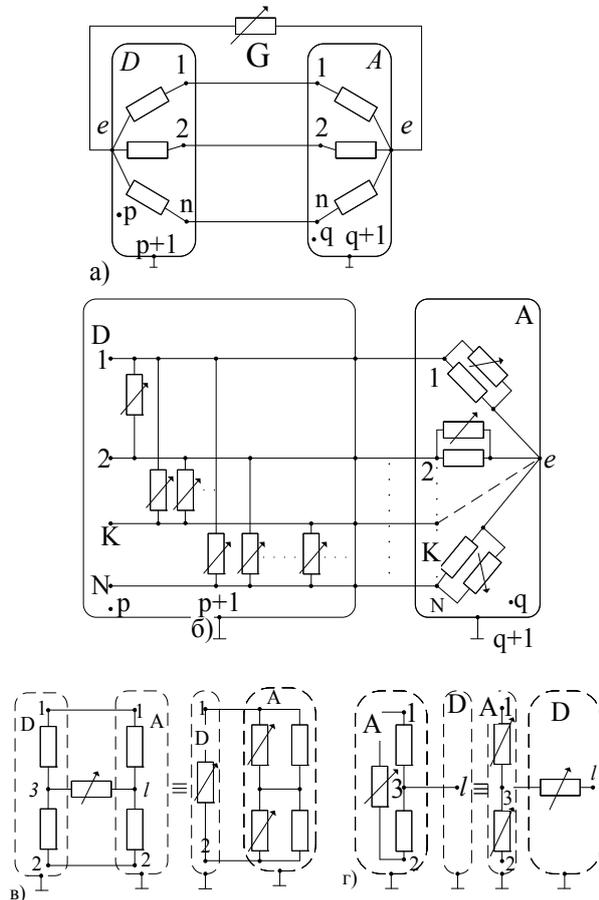


Рис. 4. Эквивалентные преобразования для регулируемых цепей

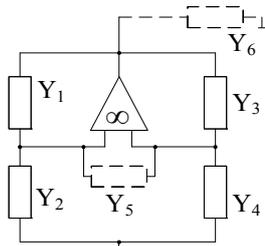


Рис. 5. Иллюстрация преобразований регулирования

Для этих реализаций

$$D(p) = p^2 + p \left[\frac{G'_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_1} - \frac{G_2 G'_4}{G_3 C_2} \right] + \frac{G_2 G'_1}{C_1 C_2},$$

где

$$G'_1 = G_1 + \left(\frac{G}{r} \right) / \left(\frac{1}{r} + 2G \right);$$

$$G'_4 = G_4 + \left(\frac{G}{r} \right) / \left(\frac{1}{r} + 2G \right).$$

Очевидно, что при $G_4 - G_1 = G_2$; $C_1 = C_2$ все эти схемы обеспечивают генерацию гармонических колебаний с частотой

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C^2} G \left(G_1 + \frac{G/r}{1/r + 2G} \right).$$

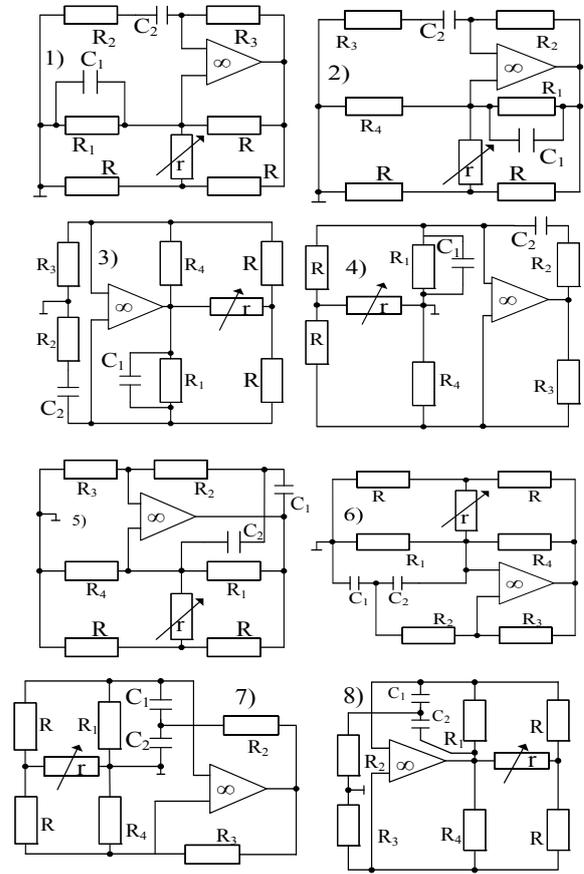


Рис. 6. Схемы генераторов с одним управляющим резистором

Данные схемы обеспечивают перестройку частоты генерации при постоянном, не зависящем от параметров дополнительной трехполюсной цепи, условии стационарности.

Вышеописанный метод можно использовать и для регулировки основных проводимостей моста. Реализации, полученные таким образом, представлены на рис. 6, 5–8. Для этих схем

$$D(p) = p^2 + p \left[\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} G'_1 + \frac{G_2 G'_4}{G_3 C_2} \right] + \frac{G'_1 G_2}{C_1 C_2}.$$

При $\frac{G_2}{G_3} = \frac{C_1 + C_2}{C_1}$ получаем условие

стационарности $G_1 = G_4$.

Для экспериментальной проверки вышеприведенного анализа была выбрана схема 3 рис. 6. В качестве ОУ использовался обычный усилитель 140УД1Б. Схема обеспечивает десятикратную перестройку частоты при коэффициенте нелинейных искажений $K_{нл}$, не превышающем 8%. Дальнейшее расширение пределов вызывает резкое увеличение $K_{нл}$.

Рассмотренный способ использования свойств инвариантности схемных функций активных цепей и получение новых технических решений расширяют возможности разработчика радиоэлектронных средств.

Литература

1. Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / под ред. С.Г. Крутинского. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2006. – 96 с.

2. Рыжов В.А., Пестунова Т.М., Пузынин Н.Г. Мобильные стенды для лабораторного практикума по электротехническим дисциплинам на младших курсах // Современное образование: практико-ориентированные технологии подготовки инженерных кадров: матер. междунар. науч.-метод. конф., 29–30 января 2015. – С. 42–43.

3. Электронный ресурс <http://www.analog.com>

4. Рыжов В.А. Анализ и синтез корректирующих устройств на многополюсных операционных усилителях: дис. ... канд. техн. наук / ОЭИС. – Одесса. 1982.

5. Рыжов В.А. Корректор амплитудно-частотных искажений. АС СССР № 951651. 1982.

УДК 621.396.41

П.Я. Ширяев, А.С. Бернгардт

Дидактический модуль «декодер Витерби»

Представлены результаты программной реализации декодера Витерби для декодирования сверточных кодов. Программный модуль позволяет наглядно проиллюстрировать процессы, происходящие при декодировании, а также исследовать помехоустойчивость кода. Рассмотрены варианты работы декодера Витерби при жестком и мягком принятии решения демодулятором.

Ключевые слова: кодек Витерби, дидактические модули, программы для обучения и исследования помехоустойчивости.

Основной идеей помехоустойчивого кодирования является внесение избыточности в передаваемое сообщение.

Применяются два основных метода помехоустойчивого кодирования: блочное и непрерывное. При блочном кодировании входной цифровой поток разбивается на отдельные блоки одинаковой длины, которые кодируются и декодируются независимо друг от друга. Сверточные коды относятся к классу непрерывных линейных кодов. В этом случае при кодировании и декодировании в цифровом потоке нельзя выделить отдельные независимые блоки.

Применение сверточного кодирования в системах передачи информации, например в сети Интернет и мобильной связи, обусловлено хорошей корректирующей способностью и простотой технической реализации сверточного кодера.

В то же время алгоритмы декодирования сверточного кода сложны как для реализации, так и для понимания. Существует несколько методов декодирования сверточных кодов: пороговый, последовательный и алгоритм Витерби, который является оптимальным.

Целью данной работы является создание дидактического модуля, позволяющего наглядно показать процессы, происходящие при использовании кодера Витерби, и исследовать его помехоустойчивость.

Для достижения поставленной цели созданы программы, которые выполняют следующие функции:

1) формирование случайного информационного цифрового потока бит;

2) кодирование сформированного потока бит сверточным кодом со скоростью 1/2;

3) введение в цифровой поток ошибок в соответствии с выбранным методом модуляции и моделью помехи;

4) декодирование сообщения алгоритмом Витерби;

5) определение битовой вероятности ошибки на выходе декодера.

Программы реализованы на языке программирования Delphi.

Ниже представлены результаты программной реализации дидактических модулей.

Реализован кодер со следующими параметрами: степень кодирования 1/2; длина регистра памяти 3 ячейки; кодовое ограничение по выходу равно 6, производящие полиномы $g_1 = 1 + x + x^2$ и $g_2 = 1 + x^2$.

Схема кодера представлена на рис. 1.

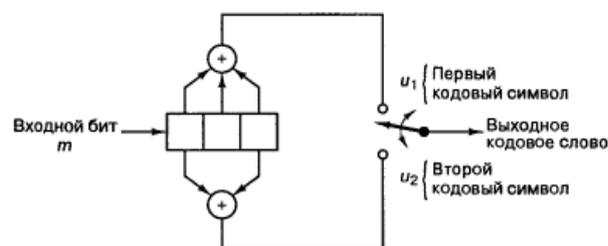


Рис. 1. Сверточный кодер

Реализованы декодеры Витерби с мягкими и жесткими принятиями решений в демодуляторе. Отличие состоит в том, что демодулятор может быть настроен на два режима работы. При жестком режиме он принимает решение, что передавался 0 или 1. В мягком режиме демодулятор, по сути, определяет вероятность появления нуля или единицы.

Распределение вероятностей зависит от вида модуляции.

Для реализации мягкого режима принятия решений используется восьмиуровневый демодулятор. Использование большего количества уровней не дает ощутимого выигрыша [1].

Полученные вероятностные оценки подаются на декодер Витерби, который выдает окончательные жесткие решения: передавался ноль или единица. Теоретический выигрыш между мягким и жестким принятием решений составляет примерно 2 дБ [1].

При исследовании помехоустойчивости рассматриваются два варианта:

1) независимые ошибки, что соответствует помехе в виде белого гауссовского шума;

2) пакеты ошибок, что соответствует мультипликативной помехе (каналом с многолучевым распространением).

Программа проста в эксплуатации и требует от пользователей минимум действий:

1) выбрать размер выборки (длину обрабатываемой последовательности элементарных символов);

2) выбрать размер элементарного информационного блока;

3) задать требуемое отношение сигнал/шум;

4) выбрать вид модуляции (АМ и ФМ);

5) выбрать вид помехи (аддитивная или мультипликативная);

6) выбрать тип перфорации (получение скорости кода 3/4 или 7/8);

7) определить количество обрабатываемых элементарных блоков.

Имеется возможность использовать два вида декодирования: с жестким и мягким принятием решений в демодуляторе.

На рис. 2 представлены результаты расчетов зависимости битовой вероятности ошибки на выходе декодера от величины отношения сигнал/шум на входе демодулятора. Использована модель помехи в виде белого гауссовского шума.

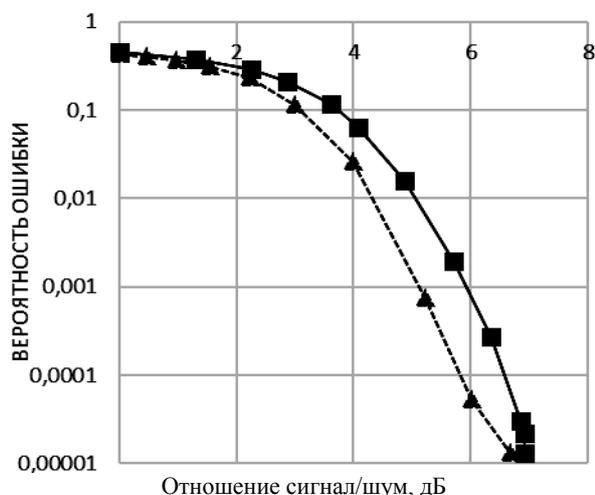


Рис. 2. Зависимость битовой вероятности ошибки на выходе декодера от отношения сигнал/шум на входе демодулятора

Пунктирной линией показаны результаты программной реализации декодера с мягким декодированием, а сплошной – жестким. В данном случае использовалась цифровой поток, длина которого 150 тыс. двоичных символов. Выигрыш мягкого декодирования по сравнению с жестким составляет примерно 0,7 дБ.

Имеется возможность в ходе декодирования наблюдать решетчатые диаграммы, иллюстрирующие процесс декодирования в декодере Витерби.

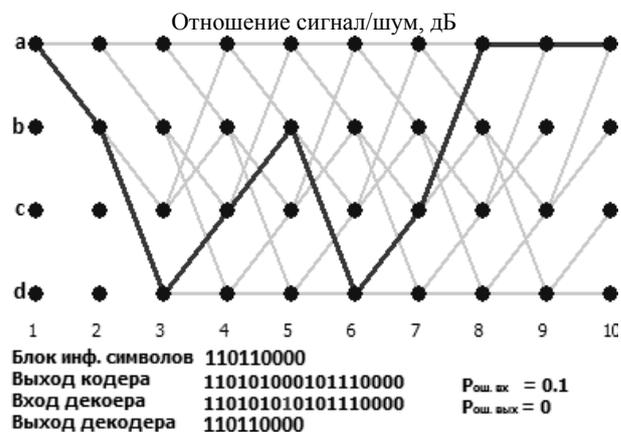


Рис. 3. Решетчатая диаграмма кода Витерби

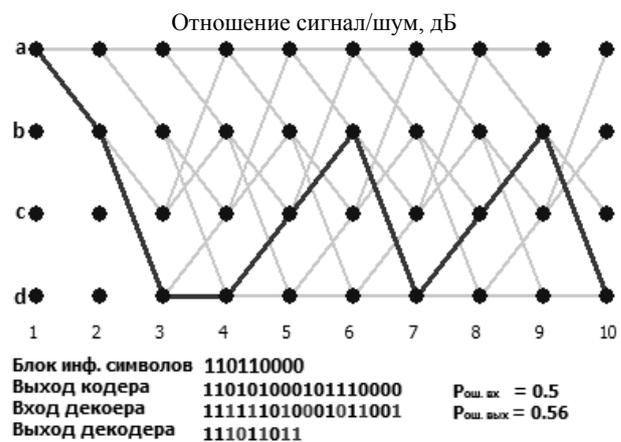


Рис. 4. Решетчатая диаграмма кода Витерби

На рис. 3 показана решетчатая диаграмма для отношения сигнал/шум 4 дБ. Для примера взят элементарный информационный блок из 6 двоичных символов. На вход декодера поступила комбинация с ошибкой в восьмом бите, которую декодер успешно исправил.

На рис. 4 показана решетчатая диаграмма для отношения сигнал/шум -7 дБ. В случае отношения сигнал/шум -7 дБ блок информационных символов декодирован с ошибками. В конце каждого информационного блока кодера передается 000, чтобы привести регистр в состояние а (нулевое). Как следует из рис. 4, при отношении сигнал/шум -7 дБ декодер на десятом шаге не вернулся в состояние а, из этого следует, что при декодировании допущена ошибка.

Приведенные результаты расчетов согласуются с данными, имеющимся в [1. С. 449]. Считаем, что поставленные цели достигнуты. Представленные дидактические модули используются в учебном процессе на кафедре радиотехнических систем при проведении лекций и лабораторных работ.

УДК 654.165

Д.Б. Шамаков

Комплексная оценка качества услуг сотовой связи в Томске

Проведены комплексная оценка качества услуг сотовой связи стандартов GSM 900/1800, UMTS и LTE в Томске, а также оценка качества покрытия этих сетей. Представлены полученные на основе измерений данные об основных показателях качества услуг для различных операторов сотовой связи. Сделаны выводы о фактическом качестве услуг сотовой связи в Томске.

Ключевые слова: качество связи, качество покрытия сетей сотовой связи, Томск.

Сотовая связь в современном мире, безусловно имеет, исключительно большое значение. Без преувеличения можно сказать, что практически каждый житель Российской Федерации сегодня является абонентом той или иной сети мобильной связи. Согласно данным Минкомсвязи на конец 2015 г., телефонная плотность (проникновение) подвижной радиотелефонной связи на 100 человек составляет 193,8 абонентского устройства [1].

Одним из важнейших направлений развития отрасли связи является обеспечение удовлетворенности потребителей качеством услуг связи и возможности осознанного выбора поставщиков услуг. Для реализации данного направления необходимо обеспечить решение задач управления качеством связи [2].

С целью получения объективной оценки качества услуг сотовой связи в Томске специалистами ФГУП «РЧЦ ЦФО» в период с 08.12.2015 по 25.01.2016 были проведены измерения в соответствии с методикой [3]. Результаты проведенных измерений обобщены и находятся в свободном доступе в сети Интернет [4]. Автору неизвестны какие-либо ранее опубликованные работы, содержащие анализ полученных данных. Проведение такого анализа представляется целесообразным для получения сведений о фактическом качестве связи, которые могут быть полезны населению Томска при выборе оператора сотовой связи, а также самим операторам в целях корректировки планов развития сетей. Цель данной работы – восполнить этот пробел.

Измерения с использованием мобильных измерительных комплексов (драйв-тесты) проводились в пределах административной границы г. Томска в рабочие дни в интервале с 8 до 22 ч по местному времени. В ходе тестирования были охвачены все основные транспортные магистрали города, производились также заезды во внутренние территории микрорайонов и дворовых территорий. Общий пробег измерительного комплекса составил более 4700 км.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс». – 2003. – 1104 с.

2. Ширяев П.Я., Бернгардт А.С. Демонстрационный модуль «кодер сверточного кода» // Матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – 2016. – Ч. 5. – С. 142–143.

Согласно проекту «Концепции управления качеством связи в Российской Федерации» подобные драйв-тесты являются наиболее объективным способом оценки и выполняются по единым утвержденным методикам с применением технических испытательных средств – тестовых комплексов. Функционально они являются специализированным абонентским оборудованием, имеющим наиболее полную функциональность и поддерживающим все реализованные на сети связи технологии, режимы работ, диапазоны частот [2].

Драйв-тесты проводятся квалифицированным персоналом, а методики испытаний предписывают вполне определенный порядок их проведения при большом количестве тестовых проб для достижения требуемой достоверности результатов. Этим обеспечивается возможность получения оценок, наиболее полно отражающих потенциально возможное качество услуг связи, предоставляемое оператором. Драйв-тесты являются весьма затратным по стоимости и времени способом оценки качества, что ограничивает возможности их регулярного или массового использования [2].

На территории Томска в настоящее время действуют сети четырех операторов сотовой связи: ПАО «ВымпелКом» (далее – Beeline), ПАО «Мегафон» (далее – Megafon), ПАО «МТС» (далее – MTS, ООО «Т2-Мобайл» (далее – Tele2). При проведении оценки качества связи в сетях этих операторов оценивалось как качество покрытия (по уровню принимаемого абонентским терминалом сигнала от базовой станции), так и ряд специфических параметров качества, определенных в [3].

Данные о качестве покрытия в сетях связи стандартов GSM 900/1800 (табл. 1) и UMTS (табл. 2) приведены по каждому действующему на территории Томска оператору сотовой связи. Качество покрытия определялось по уровню RSSI (Received Signal Strength Indicator). Отметим, что согласно [5] значение RSSI плохо коррелирует с качеством связи

и может служить лишь для его приблизительной оценки. С графическими данными о покрытии для стандартов UMTS и GSM 900/1800 можно ознакомиться на официальном сайте [4]. В табл. 3–6 приводятся данные оценки специфических параметров качества, определенных в методике [3].

Для оценки качества голосовых соединений (разборчивости речи) в проведенных измерениях использовалась модель POLQA (Perceptual Objective Listening Quality Assessment), описанная рекомендацией МСЭ Р.863.

Таблица 1

Данные о качестве покрытия в сетях связи стандартов GSM 900/1800 в Томске

№ п/п	Оценочная категория	Уровень RSSI, дБм	Доля в покрытии оператора по территории, %			
			Beeline	Megafon	MTS	Tele2
1	Хорошо	-70 и более	99,49	99,82	99,64	98,9
2	Норма	[-81; -70)	0,50	0,18	0,35	1,04
3	Неуверенно	[-85; -81)	0,01	0	0	0,04
4	Плохо	[-95; -85)	0	0	0,01	0,02
5	Неудовлетворительно	[-110; -95)	0	0	0	0
6	Отсутствует	Менее -110	0	0	0	0

Таблица 2

Данные о качестве покрытия в сетях связи стандартов UMTS в Томске

№ п/п	Оценочная категория	Уровень RSSI, дБм	Доля в покрытии оператора по территории, %			
			Beeline	Megafon	MTS	Tele2
1	Хорошо	-60 и более	44,6	42,09	36,06	51,48
2	Норма	[-70; -60)	31,43	30,63	37,68	26,03
3	Неуверенно	[-80; -70)	17,14	20,99	20,68	17,55
4	Плохо	[-90; -80)	4,62	5,35	4,24	4,08
5	Неудовлетворительно	[-105; -90)	2,04	0,89	1,23	0,8
6	Отсутствует	Менее -105	0,18	0,06	0,11	0,06

Таблица 3

Показатели качества услуг подвижной радиотелефонной связи в части голосового соединения

№ п/п	Параметр качества	Требование к граничным значениям	Оператор			
			Beeline	Megafon	MTS	Tele2
1	Доля неуспешных попыток установления голосового соединения (Voice service non-accessibility), %	Не более 5	0,3	0,4	0,4	0,3
2	Доля обрывов голосовых соединений (Voice service cut-off ratio), %	Не более 5	0,4	0,7	1,7	0,1
3	Средняя разборчивость речи на соединение (Speech quality on call basis (MOS POLQA))	Не менее 2,6	4,1	4,1	4,0	3,9
4	Доля голосовых соединений с низкой разборчивостью речи (Negative mos samples ratio, MOS POLQA < 2,6), %	—	0,5	1,4	1,2	0,5

Таблица 4

Показатели качества услуг подвижной радиотелефонной связи в части передачи коротких текстовых сообщений

№ п/п	Параметр качества	Оператор			
		Beeline	Megafon	MTS	Tele2
1	Доля недоставленных SMS сообщений, %	0,1	0,1	0,6	0,0
2	Среднее время доставки SMS сообщений, с	3,0	3,6	3,5	3,5

Таблица 5

Показатели качества услуг связи по передаче данных (за исключением услуг связи по передаче данных для целей передачи голосовой информации)

№ п/п	Параметр качества	Требование к граничным значениям	Оператор			
			Beeline	Megafon	MTS	Tele2
1	Доля неуспешного TCP/IP соединения с сервером (HTTP IP-Service Access Failure Ratio), %	Не более 6	0,7	1,4	0,7	0,3
2	Доля неуспешных сессий по протоколу HTTP (HTTP Session Failure Ratio), %	—	0,8	1,5	0,8	0,3
3	Среднее значение скорости передачи данных к абоненту (HTTP DL Mean User Data Rate), кб/с	Не менее 80	5372,8	10347,4	10000,9	7982,3
4	Продолжительность успешной сессии (HTTP Session Time), мс	—	11,66	9,54	8,54	10,85

Справочная информация

№ п/п	Параметр качества	Оператор			
		Beeline	Megafon	MTS	Tele2
1	Общее количество тестовых голосовых соединений	7 878	7 870	7 834	7 859
2	Общее количество голосовых последовательностей в оцениваемых соединениях (POLQA)	148 451	138 380	145 811	148 454
3	Количество голосовых соединений с низкой разборчивостью (Negative MOS samples Count, MOS POLQA<2,6)	738	1 875	1 800	756
4	Общее количество отправленных SMS-сообщений	1 474	1 490	1 443	1 424
5	Общее количество попыток соединений с сервером передачи данных HTTP (загрузка файлов)	1 592	2 568	2 247	1 828
6	Общее количество тестовых сессий по протоколу HTTP (Web-browsing)	3 129	4 978	4 347	3 636

Данная модель используется для оценки качества речи с использованием автоматизированных методов анализа (без участия экспертов). Результат представляется в виде оценки по шкале от 1 (плохо) до 5 (отлично), как это принято для субъективной оценки MOS (Mean Opinion Score). Этот показатель оценивался без учета голосовых соединений по сетям LTE. Параметры, приведенные в табл. 5, измерялись суммарно по сетям всех стандартов (GSM, UMTS, LTE – при наличии), принадлежащих одному и тому же оператору.

Выводы

1. На данный момент обеспечено 100%-ное покрытие территории Томска сетями сотовой связи второго поколения (стандартов GSM 900/1800) четырех операторов сотовой связи. Большая часть территории, покрытой этими сетями, может быть отнесена к категориям уровня сигнала «хорошо» и «норма»: 99,99% у Beeline, 100% у Megafon, 99,99% у MTS, 99,94% у Tele2. Уровень принимаемого сигнала в этих сетях практически одинаков у всех представленных операторов на всей исследованной территории.

2. Покрытие территории Томска сетями третьего поколения (UMTS) в настоящее время обеспечивается сетями связи четырех операторов мобильной связи. Покрытие сетями стандарта UMTS в целом на территории Томска обеспечено: на 99,82% у Beeline, 99,94% у Megafon, 99,89% у MTS, 99,94 у Tele2. Уровень принимаемого сигнала в этих сетях, однако, существенно различается по районам Томска и операторам. Распределение уровня сигнала неравномерное. Имеются проблемные участки с уровнем сигнала ниже категории «неуверенно»: 6,84% у Beeline, 6,3% у Megafon, 5,58% у MTS, 4,94% у Tele2. Эти участки определены, нанесены на карту Томска, с которой можно ознакомиться в сети Интернет [4].

3. Средняя разборчивость речи на соединение у всех операторов не ниже граничного значения (2,6), практически не различается по операторам и оценивается по модели POLQA как «хорошая». Значения

параметров «доля неуспешных попыток установления голосового соединения» и «доля обрывов голосовых соединений» также не превышают граничных значений ни у одного из операторов.

4. Наибольшая доля недоставленных SMS-сообщений у MTS (0,6%), наименьшая – у Tele2 (0,0%). Среднее время доставки SMS-сообщений примерно одинаково у всех операторов.

5. Параметр «среднее значение скорости передачи данных к абоненту» у операторов Megafon и MTS существенно (в 1,5–2 раза) выше, чем у Beeline и Tele2, что можно объяснить наличием у Megafon и MTS введенных в эксплуатацию сетей связи четвертого поколения (LTE).

6. Наличием сетей стандарта LTE, вероятно, можно объяснить и сравнительно высокие значения параметров «доля неуспешного TCP/IP соединения с сервером» и «доля неуспешных сессий по протоколу HTTP» у операторов Megafon и MTS, так как качество покрытия сетей стандарта LTE остается низким [4].

Литература

1. Статистика отрасли [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://minsvyaz.ru/ru/activity/statistic/statistika-otrasli>, свободный (дата обращения: 15.09.2016).
2. Концепция управления качеством связи в Российской Федерации (проект) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://minsvyaz.ru/ru/documents/4668>, свободный (дата обращения: 15.09.2016).
3. Методика оценки качества услуг подвижной радиотелефонной связи [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://minsvyaz.ru/ru/documents/4473>, свободный (дата обращения: 15.09.2016).
4. Качество связи в Томске [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://качествосвязи.рф/sfo/tomsk.html>, свободный (дата обращения: 15.09.2016).
5. Kannan Srinivasan, Philip Levis. RSSI is Under Appreciated (2008 – Stanford, CA – Department of Electrical Engineering and Department of Computer Science, Stanford University) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://sing.stanford.edu/pubs/rssi-ennets06.pdf>, свободный (дата обращения: 15.09.2016).

УДК 621.396.42

Н.В. Собко, Г.Н. Якушевич

Синтезатор частот терминалов мобильной связи

Описывается процесс разработки синтезатора частоты в качестве гетеродина терминалов мобильной связи для диапазона частот 3495–3505 МГц.

Ключевые слова: прямой синтез частоты, ФАПЧ, опорный генератор, фазовый детектор, косвенный синтез, цифровой синтез, ДПКД, ДФКД.

Работа мобильных телекоммуникационных систем основана на извлечении информации из радиосигналов с высокостабильными собственными параметрами: частотой, фазой, формой огибающей. Для достижения таких параметров необходимы как источники опорных колебаний, устойчивые к различным дестабилизирующим воздействиям, так и технические возможности управления ими. Возникает задача в необходимости получения высокостабильного колебания с любой из некоторого множества дискретных частот или одновременных нескольких колебаний с различными частотами при точности и стабильности частоты, определяемой одним опорным генератором. Для решения такого характера задач используют синтезаторы частот (СЧ), при проектировании которых приходится сталкиваться со сложностью поставленной задачи – с одной стороны, мгновенная частота передаваемого сигнала должна меняться в точности в соответствии с мгновенным значением модулирующего информационного сигнала, а с другой стороны, частота несущего сигнала (среднее значение мгновенной частоты) должна оставаться стабильной. В таких условиях решение о получении высокого качества сигнала с частотной модуляцией и высокостабильной несущей является неоднозначным и может быть получено лишь с помощью компромиссных вариантов.

Под термином «синтезатор частоты» понимают электронное устройство, способное из опорной частоты получить на выходе СЧ как одно колебание, частота которого принимает любое значение из заданной сетки частот, так и несколько одновременно существующих колебаний. Первый случай встречается в возбуждителях радиопередатчиков и гетеродинах радиоприемников радиотехнических систем, второй – в многоканальной аппаратуре с частотным разделением каналов [1].

Технические параметры разрабатываемого синтезатора частот

Как любое техническое устройство, предназначенное для определенных целей эксплуатации, СЧ характеризуется рядом эксплуатационно-технических характеристик [2]. В нашем случае основными эксплуатационно-техническими характеристиками СЧ, используемого в качестве гетеродина, являются:

1. Диапазон частот рабочего колебания – область частот, лежащая между максимальными f_{\max} и минимальными f_{\min} номинальными значениями частоты рабочего выходного колебания. Относительным диапазоном перестройки частоты (коэффици-

циентом перекрытия) называется их отношение, определяемое как

$$K = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}. \quad (1)$$

При $K = 1,2$ СЧ считается узкополосным, при $K \geq 2 \dots 3$ – широкополосным, и при этом весь диапазон разбивается на ряд поддиапазонов. Разрабатываемый СЧ является узкополосным, так как при $f_{\max} = 3,495$ ГГц и $f_{\min} = 3,505$ ГГц коэффициент перекрытия получается равным $K = 1,002$.

2. Шаг сетки рабочего колебания df – интервал между соседними значениями частот, входящих в сетку частот:

$$df = (f_{\max} - f_{\min}) / K. \quad (2)$$

От шага и диапазона зависит количество создаваемых частот N . В нашем случае при заданном шаге $df = 500$ кГц количество частот получается равным $N = 20$.

3. Время установления (перестройки) частоты выходного колебания – время перехода с одной частоты на другую, принимает значения от сотен микросекунд до нескольких секунд. По ТЗ: время установления должно быть не хуже 100 мкс с точностью ± 1 кГц.

Проведенный анализ основных эксплуатационно-технических характеристик СЧ позволяет перейти к решению поставленной задачи.

Структурная схема синтезатора частот

На основании проведенного обзора методов построения СЧ и требований ТЗ можно сделать вывод, что для получения высокой чистоты спектра выходного сигнала, требуемого шага сетки и быстродействия следует использовать СЧ, построенный по косвенному методу на основе импульсной фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ). Кроме того, поскольку в ТЗ не предъявляется жестких требований к быстродействию СЧ и с целью простоты реализации, было решено использовать петлю ИФАПЧ с делителем постоянного коэффициента деления (ДПКД).

На рис. 1 структурная схема ИФАПЧ состоит из ДПКД (N), делителя с фиксированным коэффициентом деления ДФКД (R), частотно-фазового детектора ЧФД и управляющего устройства УУ.

ЧФД представляет собой спусковой фазовый детектор, у которого есть два режима работы – частотный (когда произошел захват частоты) и фазовый (рабочий режим астатического отслеживания частоты). В качестве фильтра используются пропорцио-

нально-интегрирующие цепи, выполненные чаще всего на базе малошумящих операционных усилителей, обеспечивающих астатизм системы ИФАПЧ по отношению к фазе. В результате система ИФАПЧ с ДПКД работает с нулевым рассогласованием и соответственно нулевыми пульсациями на выходе ФД в установившемся режиме. ДПКД (N) состоит из прескалера и счетчиков A , B .

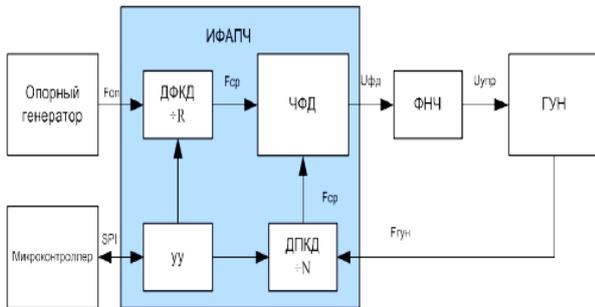


Рис. 1. Структурная схема СЧ на базе ИФАПЧ с ДПКД

Управление коэффициентами деления R и N и другими параметрами чипа ИФАПЧ предполагается осуществлять микроконтроллером STM32F205RC фирмы STMicroelectronics [3] с помощью трехпроводной шины последовательного интерфейса с 24-разрядным сдвигающим регистром. Программные значения коэффициентов деления R и N заключены в 14- и 19-разрядные последовательности соответственно. Значения выходных токов, поступающих на вход ФНЧ, также программируются с помощью соответствующих шин: 1) DATA (данные); 2) CLOCK (такты); 3) LOAD ENABLE (запись). Выходной сигнал определителя захвата служит для запуска работы микроконтроллера. При поступлении с выхода УУ сигнала об отсутствии захвата кольца ИФАПЧ микроконтроллер посылает кодограмму на входной интерфейс чипа ИФАПЧ для установки требуемых коэффициентов деления R и N , а также других параметров чипа. По достижении состояния захвата УУ выдает сигнал «захват» на микроконтроллер, который переходит в режим «молчание». Управляющее напряжение с выхода ЧФД воздействует через ФНЧ на вход управляемого напряжением генератора до наступления режима стабилизации выходной частоты.

Частота на выходе ГУН определяется выражением

$$f_{\text{ГУН}} = \frac{f_{\text{оп}} \times N}{R}. \quad (3)$$

Коэффициент деления ДПКД находится из формулы (4):

$$N = P \times B + A, \quad (4)$$

где P – модуль прескалера; B – коэффициент деления счетчика B ; A – коэффициент деления счетчика A . Шаг перестройки гетеродина определяется выражением

$$df = \frac{f_{\text{оп}}}{R}. \quad (5)$$

Из представленных формул видно, чтобы получить диапазон частот 3,495–3,505 ГГц с шагом 500 кГц, коэффициенты деления должны быть равны $R = 20$ и $N = 6990$ –7010. Коэффициенты деления P , B и A программируются пользователем. Достоинством такой структурной схемы является простота схемотехнической реализации. Недостатком СЧ является отсутствие возможности повышения быстродействия. На практике частота среза ФНЧ выбирается из расчета не больше 10% от частоты сравнения, которые позволяют обеспечить гарантированность устойчивости работы системы в целом. Выше 10% брать частоту среза не рекомендуется, так как в шумовом спектре выходного сигнала могут появиться регулярные побочные составляющие. Ниже 10% выбирать частоту среза можно, но до определенного значения, ниже которого можно ухудшить быстродействие системы, так как в этом случае приходится сужать полосу, тем самым, увеличивая порядок ФНЧ, повышаем его инерционность. Рассмотрев особенности структурной схемы СЧ, перейдем к их моделированию.

Моделирование синтезатора частот

Синтезатор частот с ИФАПЧ представляет собой сложное нелинейное устройство автоматического регулирования с элементами дискретизации [4]. В настоящее время разработано большое количество специализированных прикладных программ, осуществляющих моделирование СЧ с системой ИФАПЧ. Для анализа характеристик в качестве примера можно привести программу «Mathlab Simulink». Производители чип-ИФАПЧ «National Semiconductor» и «Analog Devices» также предлагают программы для расчета синтезаторов частот [5, 6]. С целью ускорения процесса разработки СЧ проведем моделирование СЧ с помощью одного из предлагаемых программных продуктов – «ADIsimPLL» фирмы «Analog Devices»

Расчет параметров СЧ с ИФАПЧ

При расчете параметров необходимо разработать СЧ с шагом 500 кГц на диапазон частот от 3,495 до 3,505 ГГц с быстродействием не хуже 100 мкс. Для начала выбираем чип ИФАПЧ, обеспечивающий выполнение требований по уровню фазовых шумов и частоте сравнения на ЧФД. Поскольку предполагается использование в кольце делителя с целочисленным коэффициентом деления, то частота сравнения на ЧФД будет определять шаг сетки частот, коэффициенты деления делителей ДФКД и ДПКД должны быть равны 20 и 6990–7010. В табл. 1 представлены технические характеристики чипов ИФАПЧ с ДПКД фирмы Analog Devices [2].

Из табл. 1 видно, что все представленные в ней чипы позволяют выполнить требования по ДФКД, ДПКД, частоте сравнения на ЧФД, диапазону рабочих частот и уровню фазовых шумов. Выберем ИФАПЧ на чипе ADF4106 по критерию распространенности на фирме.

Микросхема ADF4106 может использоваться для формирования сигнала гетеродина в блоках,

осуществляющих перенос частоты вверх или вниз в приемниках и передатчиках систем беспроводной связи. В состав входят: цифровой частотно-фазовый дискриминатор (ЧФД, phase-frequency detector) с низким уровнем шума, прецизионная схема «накачки заряда» (charge pump), программируемый делитель опорной частоты, два счетчика (*A* и *B*) и предделитель с двумя модулями ($P/P + 1$). Счетчики *A* (6-разрядный) и *B* (13-разрядный) совместно с указанным предделителем образуют делитель с целочисленным коэффициентом деления *N*. Четырнадцатиразрядный делитель опорной частоты (*R*-делитель) позволяет варьировать частоту сигнала, поступающего на вход ЧФД, путем деления частоты сигнала $f_{оп}$.

Таблица 1

Технические параметры ИФАПЧ с ДПКД

Чип ИФАПЧ	ADF4106	ADF4118	ADF4108
Диапазон частот, ГГц	0,5–6	0,1–3	1–8
Диапазон опорных частот, МГц	10–300	5–100	10–250
Частота сравнения на ЧФД, МГц	104	55	104
Диапазон значений ДФКД (<i>R</i>)	1–16383	1–16383	1–16383
Значение ДПКД (<i>N</i>)	<i>A</i>	0–63	0–31
	<i>B</i>	3–8191	3–8191
	<i>P</i>	8/9, 16/17, 32/33, 64/65	32/33
Напряжение питания, В	5	5	5
Фазовый шум, дБ с/Гц	–223	–213	–223

Найдем полный фазовый шум системы ИФАПЧ (в дБ) с постоянным шагом 500 кГц по формуле (6):

$$PN_{полн} = PN_{ИФАПЧ} + 20 \log N + 10 \log f_{ср}, \quad (6)$$

где $PN_{полн}$ – это полный фазовый шум системы ИФАПЧ; $PN_{ИФАПЧ}$ – фазовый шум, обусловленный непосредственно схемой ИФАПЧ (равный 223 дБ).

Исходя из табл. 2 и технических характеристик ИФАПЧ ADF4106, можно сделать вывод, что он полностью удовлетворяет ТЗ на гетеродин терминала мобильной связи.

Таблица 2

Расчетный уровень фазового шума

От частоты на выходе, ГГц	Уровень полного фазового шума, дБн/Гц
3,495 ($N = 6990$)	–93,12
3,5 ($N = 7000$)	–93,10
3,505 ($N = 7010$)	–93,09

Перейдем к выбору ГУНН, исходя из требуемого синтезируемого диапазона частот. В табл. 3 представлены технические характеристики управляемых

генераторов ГУН таких фирм, как RALTRON, ZCom, Mini-circuits.

Таблица 3

Технические характеристики ГУН

Микросхема ГУН	RQRE 3400-3600	CR3500A-LF	ROS-3500+
Диапазон частот, ГГц	3,4–3,6	3,49–3,51	3,35–3,55
Чувствительность МГц/В	40	8	85
Минимальное управляющее напряжение, В	0,55	0,45	0,5
Максимальное управляющее напряжение, В	8	4,5	5
Фазовый шум при отстройке 10 кГц, дБс/Гц	–80	–113	–90
Напряжение питания, В	5	5	5
Выходная мощность, дБм	4	4	3

Из представленных в табл. 3 параметров при прочих равных условиях наиболее предпочтительными являются те микросхемы, которые имеют наименьший уровень фазовых шумов при отстройке от несущей 10 кГц. Остановим свой выбор на CR03500A-LF.

На рис. 2 представлена структурная схема спроектированного синтезатора частот. Она состоит из 3 функциональных блоков.

1-й блок включает внутренний кварцевый генератор и имеет возможность подключить внешний генератор, переключение между генераторами осуществляется ключом на полевых транзисторах.

2-й блок включает микросхему ADF4106, ФНЧ, аттенуатор и усилитель на микросхеме TQP369185. На микросхеме ADF4106 поступает два сигнала: один с опорного генератора, второй с ГУНа. С помощью ДФКД и ДПКД происходит уравнивание частоты и на выходе микросхемы появляется управляющее напряжение, равное разности фаз между опорным сигналом и сигналом с ГУНа. Аттенуатор нужен для устранения влияния нежелательного сигнала. Усилитель TQP369185 нужен для обеспечения нужного уровня по мощности.

3-й блок состоит из микроконтроллера STM32F205, который осуществляет управление микросхемой ADF4106 и ключом.

Результаты моделирования

Моделирование предложенного схемного решения проводилось для определения основных характеристик:

- а) фазовые шумы СЧ,
- б) скорость перестройки СЧ,
- в) отклонение частоты от заданной.

На рис. 3 изображена моделируемая схема синтезатора частот в программе ADSimPLL.

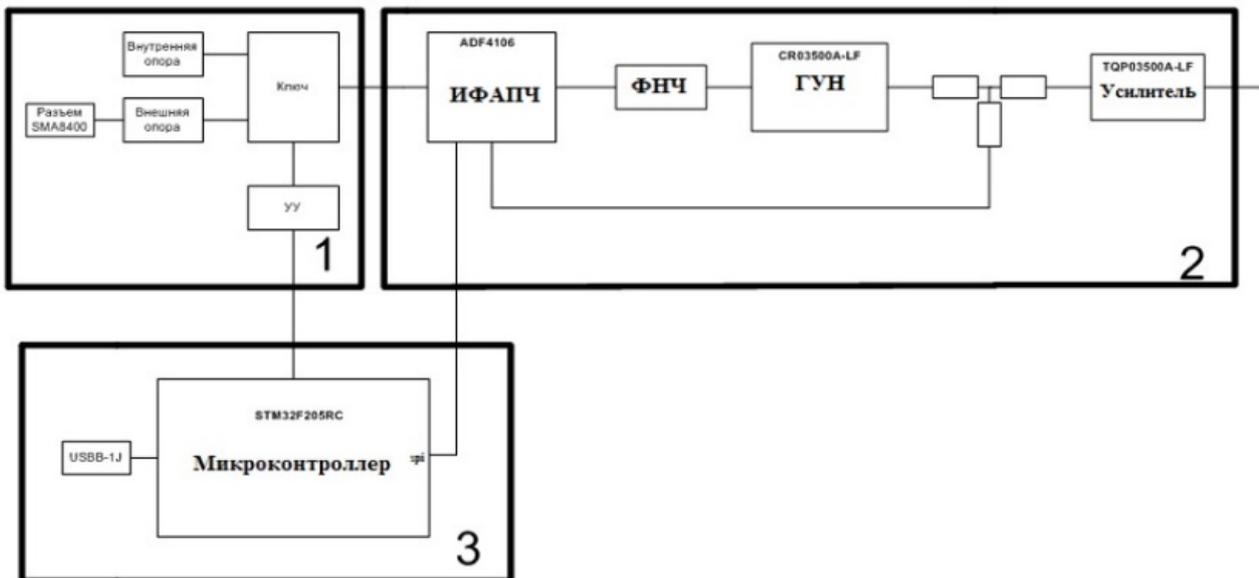


Рис. 2. Структурная схема синтезатора частот

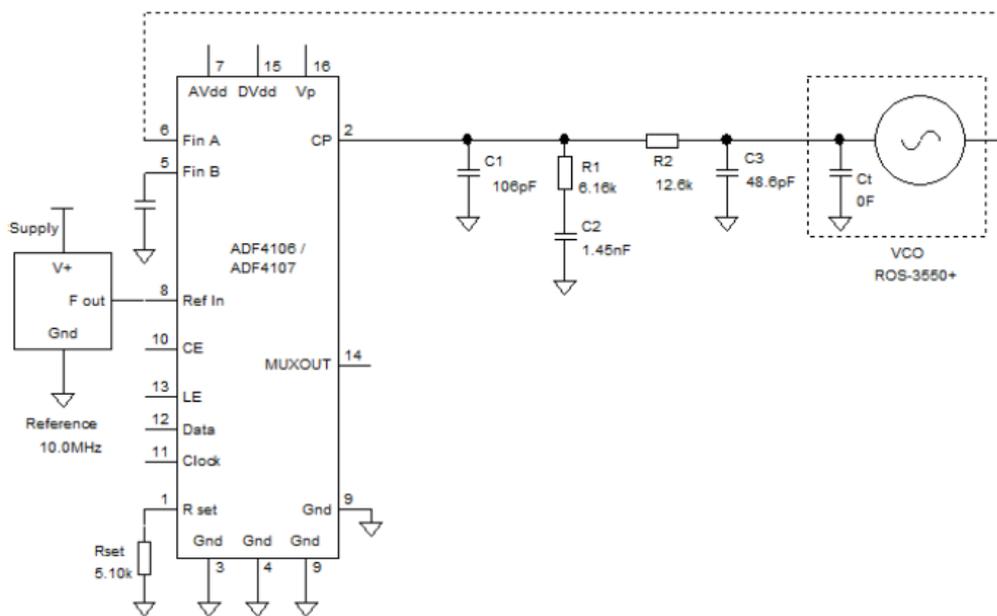


Рис. 3. Упрощенная функциональная схема СЧ

На рис. 4 изображена зависимость фазового шума от частоты расстройки.



Рис. 4. Фазовые шумы на частоте 3,5 ГГц

На рис. 5 изображена переходная характеристика петли ИФАПЧ.

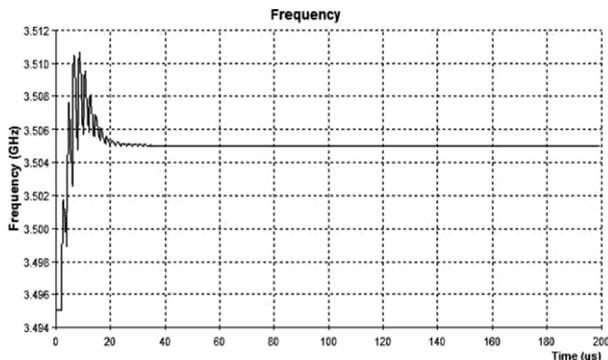


Рис. 5. Переходной процесс в петле ИФАПЧ при переключении с 3495 на 3505 МГц

На рис. 6 изображена характеристика, показывающая отклонение частоты от заданной в течении переходного процесса.

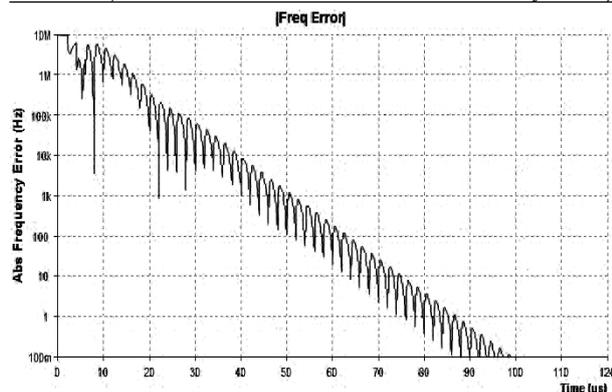


Рис. 6. Отклонение частоты от заданной в течение переходного процесса

Моделирование показало, что исследованные СЧ с ДПКД позволяют выполнить требования ТЗ по обеспечению быстродействия 50 мкс при смене частот в рамках заданного диапазона 3,495–3,505 ГГц с частотой среза ФНЧ, равной 50 кГц. Также следует отметить, что СЧ позволяет обеспечить уровень фазовых шумов равным 89 дБн/Гц, что также выполняет требования ТЗ.

Заказ платы синтезатора частот

На первом этапе была составлена электрическая принципиальная схема, потом произведена трассировка платы и был выполнен заказ платы. Трассировка платы производилась в комплексной системе автоматизированного проектирования радиоэлектронных средств (САПР) Altium Designer 09.

Заказ платы производился на Новосибирском заводе печатных плат «Электроконнект». «Электроконнект» – крупнейшее в России специализированное предприятие по срочному и серийному изготовлению печатных плат. На рис. 7 представлена готовая к работе печатная плата синтезатора частот.

Заключение

В ходе проделанной работы была разработана электрическая принципиальная схема синтезатора частот на основе ИФАПЧ для использования в качестве гетеродина терминалов мобильной связи на диапазон частот 3,495–3,505 ГГц. Для моделирования синтезатора использована программа ADIsimPLL,

с помощью которой получили основные характеристики синтезатора частот, что позволило оценить его работоспособность. А также были произведены трассировка и монтаж платы.

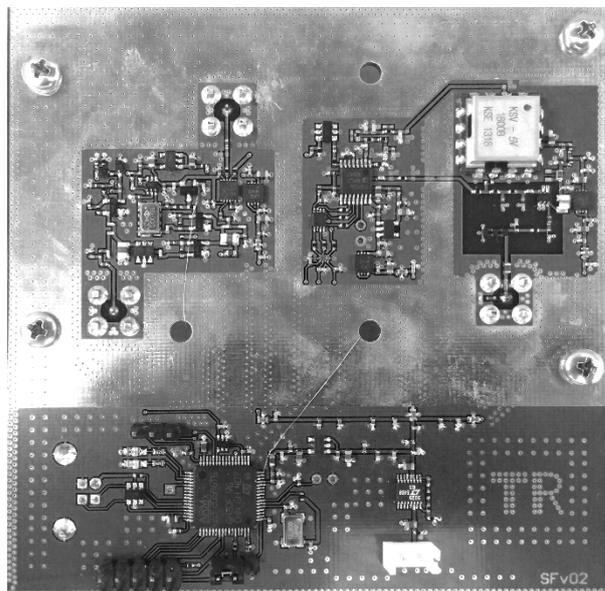


Рис. 7. Двухслойная печатная плата СЧ с ИФАПЧ

Литература

1. Белов Л. Радиочастотные компоненты. Синтезаторы стабильных частот // Электроника: – НТБ. – 2004. – № 2. – 44 с.
2. Синтезаторы частот для радиосвязи и радиовещания. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений. – М.: ГОСКОМ СССР по стандартам, 1984. – 42 с.
3. Микроконтроллер STM32F205 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.st.com/content/st_com/en.html
4. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
5. LMX2352 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.national.com/pll/CodeLoader>
6. ADIsimPLL [Электронный ресурс]. – Режим доступа <http://www.analog.com/pll/ADIsimPLL>

УДК 51-74

А.В. Соснин, С.А. Артищев

Моделирование отклика нелинейной неоднородности на импульсный сигнал в коаксиальном тракте

Рассматривается моделирование откликов неоднородностей кабельной линии передачи. В качестве нелинейной неоднородности использован диод Шоттки. Проведен расчет отклика данной неоднородности, расположенной в кабельной линии передачи. Результаты расчетов подтверждены экспериментально. Полученные результаты позволяют оценить чувствительность разработанного ранее термонелинейного рефлектометра с точки зрения возможности обнаружения неоднородностей, сопротивление которых меняется под действием тестового сигнала.

Ключевые слова: рефлектометр, кабель, моделирование, нелинейная неоднородность, электрический контакт.

В ходе выполнения выпускной квалификационной работы [1] было разработано устройство, реализующее метод термо-нелинейной рефлектометрии. Суть метода заключается в следующем: на объект исследования подается два тестовых импульса, причем один из них подается одновременно с постоянным напряжением; регистрируются отраженные импульсы; по разности отраженных импульсов определяется наличие нелинейных неоднородностей.

Разработанный термо-нелинейный рефлектометр предназначен для обнаружения дефектов в кабельных линиях передачи. При этом имеется возможность вести обнаружение неоднородностей, которые изменяют волновое сопротивление линии. Это функция классического импульсного рефлектометра. Особенностью данного рефлектометра является возможность обнаруживать неоднородности, которые способны приводить к изменению активной части сопротивления, например некачественные электрические контакты. Однако необходимо оценить параметры неоднородностей, которые можно зарегистрировать с помощью разработанного рефлектометра. Для этого было принято решение разработать модель некачественного контакта с возможностью изменения электрического сопротивления в заданных пределах. В данной работе рассмотрены два варианта имитации некачественного электрического контакта, расположенного в кабельной линии передачи.

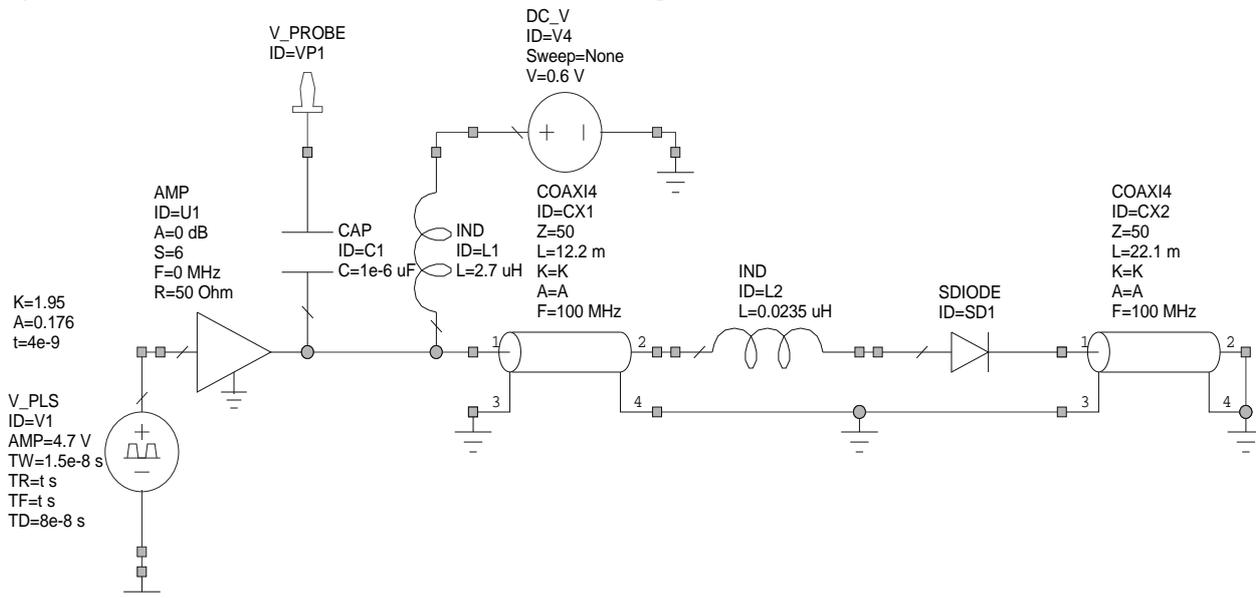


Рис. 1. Моделирование кабельной линии, содержащей диод в качестве нелинейной неоднородности

Для проведения экспериментальных исследований был использован диод Шоттки 1N5822 RG-58A/U. При помощи измерителя иммитанса E7-24 были получены ВАХ и зависимость сопротивления диода от тока. Результаты измерений представлены на рис. 3.

Таким образом, неоднородность в виде диода может быть использована для моделирования отклика от некачественного электрического контакта. В работе [2] было показано, что некачественные электрические

При работе термо-нелинейного рефлектометра используется режим воздействия тестовым импульсом с постоянным смещением. При этом в кабеле присутствует импульсный и постоянный ток. Данный режим находит применение для обнаружения некачественных электрических контактов, сопротивление которых изменяется под действием нагревающего электрического тока. Для моделирования данной неоднородности был использован диод, размещенный в разрыве кабельной линии.

Сопротивление диода изменяется заданием постоянного смещения на источнике питания. При напряжении меньше напряжения открытия сопротивление диода изменяет общее сопротивление цепи проводника и диод обнаруживается на классической рефлектограмме. Соответственно при напряжении больше напряжения открытия диода его сопротивление резко уменьшается и практически не оказывает влияния на результат измерения классической рефлектограммы.

Сначала была построена модель линии передачи на основе кабеля, а также рассмотрены неоднородности в виде резистора с переменным сопротивлением и диода с различным положением рабочей точки. Моделирование проведено в САПР AWR Design Environment. На рис. 1 представлен пример моделирования кабельной линии передачи с неоднородностью. На рис. 2 представлен результат моделирования.

контакты изменяют свое сопротивление под действием электрического тока. Изменение напряжения смещения в диапазоне 0,7–0,8 В позволяет изменять сопротивление диода в диапазоне от долей до нескольких единиц ом, что сопоставимо с изменением сопротивления контакта. Необходимо проверить, достаточно ли этого, чтобы обнаружить данную неоднородность с помощью разработанного термонелинейного рефлектометра. Пример построения термонелинейной рефлектограммы при напряжениях 0,8 и 0,71 В показаны на рис. 4.

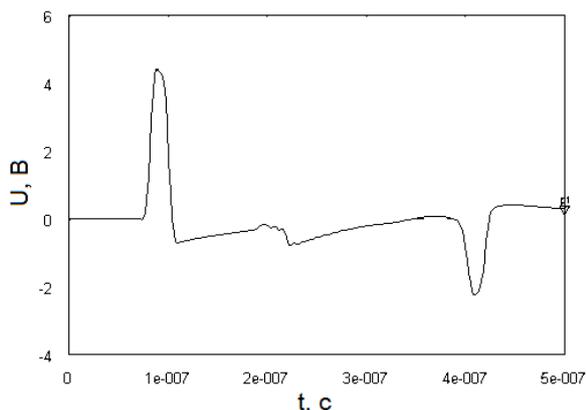


Рис. 2. Рефлектограмма кабельной линии, содержащей диод

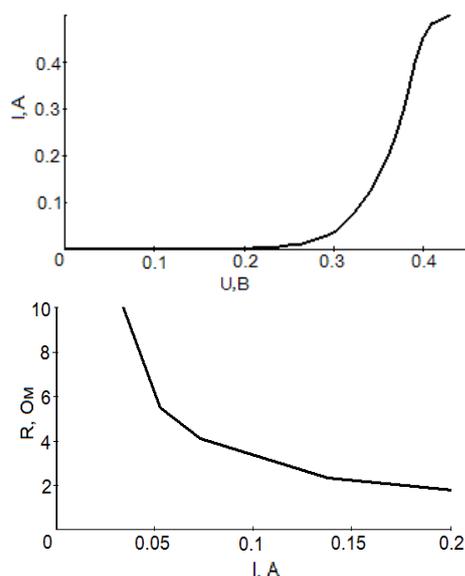


Рис. 3. ВАХ диода 1N5822 (сверху) и зависимость изменения сопротивления диода от увеличения тока (снизу)

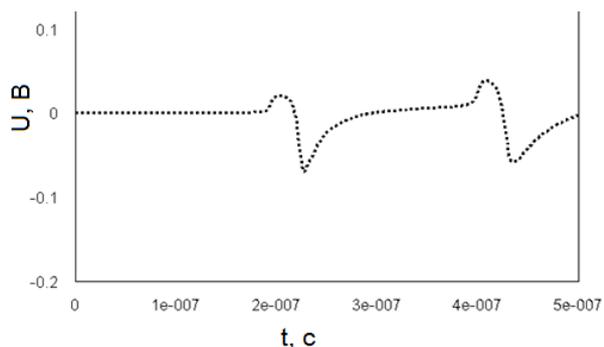


Рис. 4. Термонелинейная рефлектограмма кабельной линии, содержащей диод

Также, в виде неоднородности вместо диода можно использовать подстроечный резистор. Изменение сопротивления такого резистора отображается в виде изменения отклика на классической и термонелинейной рефлектограммах (рис. 5).

В результате была разработана модель нелинейной неоднородности, которая учитывает нелинейное изменение активного сопротивления неоднородности при прохождении через нее постоянного

электрического тока, а также модель кабельной линии передачи для проведения вычислительного эксперимента по обнаружению неоднородности. На рис. 6 показано сравнение термонелинейных рефлектограмм эксперимента и моделирования (см. рис. 4) кабельной линии, содержащей диод.

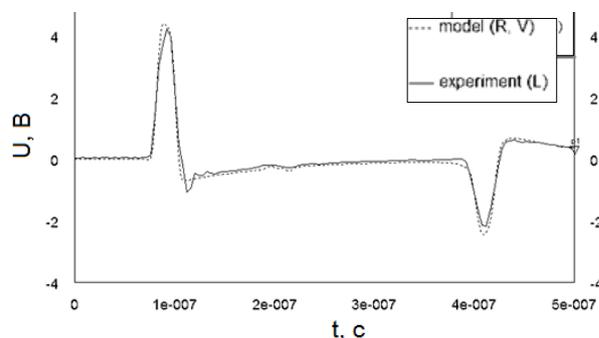


Рис. 5. Рефлектограмма кабельной линии, содержащей резистор

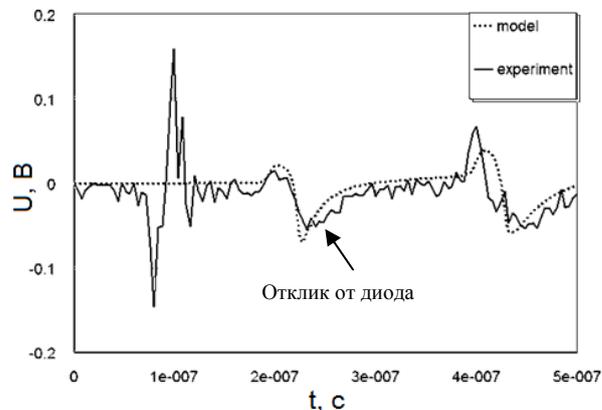


Рис. 6. Сравнение результатов эксперимента и моделирования

При сопоставлении результатов моделирования с экспериментом видно, что форма и амплитуда импульса, отраженного от неоднородности, практически совпадают с расчетными значениями.

Таким образом, в САПР AWR Design Environment была получена модель кабельной линии передачи с различными неоднородностями. Учитывая хорошее совпадение результатов расчета с экспериментом, данная модель может быть применима для дальнейшей оценки порога чувствительности разработанного термонелинейного рефлектометра.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г., идентификатор RFMEF157715X0188.

Литература

1. Соснин А.В. Разработка термонелинейного рефлектометра на базе модульной платформы PXI: выпускная квалификационная работа. – Томск, 2016. – 59 с.
2. Артищев С.А. Диагностика качества электрических контактов методом нелинейной видеоимпульсной рефлектометрии с учетом термоэлектрических эффектов / С.А. Артищев, Э.В. Семенов // Изв. вузов. Физика. – 2013. – № 9. – С. 60–65.

В.И. Петренко, Н.Ю. Свистунов, И.В. Стручков

Принципы построения арифметических устройств в конечных полях

Рассмотрены принципы построения арифметических устройств в конечных кольцах и полях, произведён анализ достоинств и недостатков устройств суммирования и умножения чисел по фиксированному и задаваемому модулю, сделаны выводы о целесообразности разработки устройств с фиксированным и задаваемым модулем для решения различных классов задач.

Ключевые слова: арифметические устройства, конечное поле, модулярная арифметика.

Конечные кольца и поля играют важную роль в области информационных технологий. Они находят применение в модулярной арифметике, используются при решении задач кодирования информации [1] и криптографии [2]. Для ускорения выполнения арифметических операций в таких алгебраических структурах в схемы вычислительных устройств могут быть введены специализированные аппаратные блоки. В данной статье будут рассмотрены принципы построения арифметических устройств в конечных полях.

Типичными и наиболее часто применяемыми для решения практических задач конечными структурами являются кольца и поля классов вычетов по модулю. Арифметические устройства, выполняющие операции в этих алгебраических структурах, можно разделить на два типа:

1) устройства, выполняющие операции по фиксированному модулю (модуль определяется внутренней схемой устройства);

2) устройства, выполняющие операции по заданному модулю (модуль является одним из операндов, вводимых в устройство извне).

Примером устройства первого типа является сумматор по модулю 7 [3], представляющий собой комбинационную схему, содержащую девять элементов равнозначности и три элемента сложения по модулю 2.

Достоинством такой схемы является быстрое действие, так как результат операции может быть получен сразу после подачи операндов и завершения переходных процессов, а также относительно малое число логических элементов. Главный недостаток данной схемы – ограниченные функциональные возможности, обусловленные фиксированным значением модуля.

Сходными достоинствами и недостатками обладает устройство для умножения по модулю 5 [4], содержащее восемь элементов И, восемь элементов ИЛИ и четыре элемента ЗАПРЕТ.

Оба рассмотренных выше устройства имеют фиксированную разрядность операндов, равную трём.

Примеры устройств второго типа даны в [5–8]. Рассмотрим более подробно устройство для умножения чисел по произвольному модулю [5], содержащее $(m - 1)$ сумматоров, $(m - 1)$ мультиплексоров,

$(m - 2)$ блоков сдвига, m ключей, сумматор по модулю и инвертор, где m – число разрядов в двоичной записи второго множителя. Принцип работы данного устройства основан на вычислении m частичных остатков первого множителя с последующим суммированием по модулю некоторых из них. Схема нахождения частичных остатков числа a по модулю p имеет вид

$$\begin{cases} r_1 = a; \\ r_j = r_{j-1} \times 2 \pmod{p}, \quad j = 2, \dots, (m + 1), \end{cases} \quad (1)$$

где r_j – j -й частичный остаток.

После получения частичных остатков производится суммирование по модулю p тех r_j , для которых j -й разряд второго множителя b равен 1 (разряды нумеруются от младшего к старшему, начиная с единицы). Полученное в результате число и является результатом операции умножения по модулю. Преимуществами данного устройства умножения являются универсальность, достигаемая благодаря возможности задания модуля, а также масштабируемость, обусловленная возможностью простого изменения разрядности устройства путём соответствующего увеличения или уменьшения разрядности его блоков. Однако сложность устройства по сравнению, в частности, с [4] значительно возрастает.

В результате рассмотрения достоинств и недостатков, свойственных арифметическим устройствам с фиксированным и задаваемым модулем, можно сделать вывод, что при проектировании арифметико-логических устройств для работы в конечных кольцах и полях разработчику необходимо оценить целесообразность использования задаваемого модуля. Если предполагается эксплуатация разработанного устройства для решения задач в ограниченном числе алгебраических структур с фиксированными параметрами (например, для выполнения вычислений в системе остаточных классов), логичным выбором с точки зрения производительности, сложности и энергопотребления является набор из нескольких арифметических устройств с фиксированными модулями. Если же устройство разрабатывается для решения широкого круга задач (например, для работы в составе процессора общего назначения), более оптимально применение устройств с задаваемым модулем.

Литература

1. Рахман П.А., Григорьева Т.В. Кодирование информации с применением кодов Рида–Соломона. – Уфа: Изд-во УГНТУ, 2015. – 212 с.
2. Зензин О.С., Иванов М.А. Стандарт криптографической защиты – AES. Конечные поля. – М.: КУДИЦ-Образ, 2002. – 176 с.
3. Сумматор по модулю семь: пат. 2028660 Российская Федерация, МПК G 06 F 7/49 / Авгуль Л.Б.; заявитель и патентообладатель Авгуль Л.Б. – № 5043321/24, заявл. 21.05.1992; опубл. 09.02.1995.
4. Устройство для умножения по модулю пять: пат. 2181904 Российская Федерация, МПК G 06 F 7/52 / Музыченко О.Н.; заявитель и патентообладатель Балтийский гос. техн. ун-т «Военмех» им. Д.Ф. Устинова. – № 2000130634/09, заявл. 06.12.2000; опубл. 27.04.2002.

5. Устройство для умножения чисел по произвольному модулю: пат. 2316042 Российская Федерация, МПК G 06 F 7/72 / Петренко В.И., Кузьминов Ю.В.; патентообладатель ГОУ ВПО Ставропольский гос. ун-т. – № 2006128654/09, заявл. 07.08.2006; – опубл. 27.01.2008.
6. Умножитель на два по модулю: пат. 2015537 Российская Федерация, МПК G 06 F 7/49 / Петренко В.И., Чипига А.Ф.; патентообладатели: Петренко В.И., Чипига А.Ф. – 5007084/24, заявл. 29.10.1991; опубл. 30.06.1994.
7. Устройство для формирования остатка по произвольному модулю от числа: пат. 2023346 Российская федерация, МПК H 03 M 7/18 / Петренко В.И., Чипига А.Ф.; патентообладатели: Петренко В.И., Чипига А.Ф. – 4935610/24, заявл. 12.05.1991; – опубл. 15.11.1994.
8. Вычислительное устройство: пат. 2025897 Российская федерация, МПК H 03 M 7/18 / Петренко В.И., Чипига А.Ф.; патентообладатели: Петренко В.И., Чипига А.Ф. – 5032303/24, заявл. 16.03.1992; опубл. 30.12.1994.

УДК 621.376.9

А.А. Залевский, Е.В. Рогожников

Влияние временной синхронизации на вероятность битовой ошибки в системе связи с QAM-модуляцией

Изложен принцип модуляции и демодуляции. Приведены способы графического представления модулированного сигнала. Показано разграничение между ошибками квадратурной демодуляции, вызванными низким отношением сигнал/шум, и неточностью временной синхронизации. Получены диаграммы созвездий при высоком и низком отношении сигнал/шум, при этом выявлено, как временная рассинхронизация влияет на график зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум.

Ключевые слова: модуляция, диаграмма созвездия, отношение сигнал/шум, временная синхронизация.

Принцип модуляции и демодуляции

Для выполнения операции модуляции изменяются комплексные амплитуды огибающей этого сигнала. Каждая квадратура несет информацию независимо от другой квадратуры. Так как они сдвинуты между собой на 90 градусов, тем самым обеспечивается ортогональность [1]. На рис. 1 в левой части изображена структурная схема модулятора. Генератор несущей частоты создает опорное колебание для смесителей, на вход которых поступают квадратуры сигнала. Умножая несущие колебания на модулирующий сигнал и складывая их, получаем один реальный сигнал. Полученный сигнал передается по каналу связи до приемника [2].

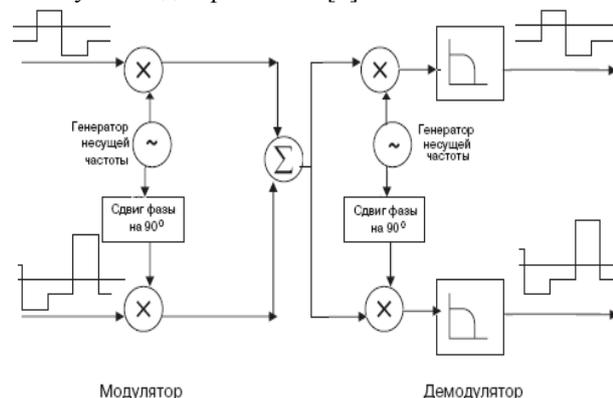


Рис. 1. Структурная схема модулятора и демодулятора

Принцип демодулятора – это разделение принятого сигнала на квадратуры. Для этого выполняются действия, обратные тем, что производились при модуляции. В случае если генераторы несущей частоты в передающем и приемном оборудовании создают колебания, одинаковые по частоте, то на выходе такого демодулятора будет такой же сигнал, как и на входе. Наличие шума в канале связи искажает сигнал.

Экспериментальная работа

Проведен эксперимент по исследованию влияния ошибки временной синхронизации на вероятность битовой ошибки после демодуляции QAM-сигнала. В качестве передающего оборудования использовался генератор Agilent PXA N9030A для приема и регистрации сигнала анализатора спектра R&S®FSV.

Параметры сигналов, используемых для проведения эксперимента, приведены в таблице.

Параметры сигнала

Параметр	Значение
Модуляция	QAM 64
Полоса сигнала	100 кГц
Частота дискретизации	10 МГц
Несущая частота	1500 МГц

Сигнал, принятый и зарегистрированный приемным оборудованием, может быть представлен с

помощью глазковой диаграммы. Она содержит в себе множество различных сигналов на одном графике. Главной ее особенностью является то, что она показывает характер перехода из одного символа модуляции в другой (рис. 2).

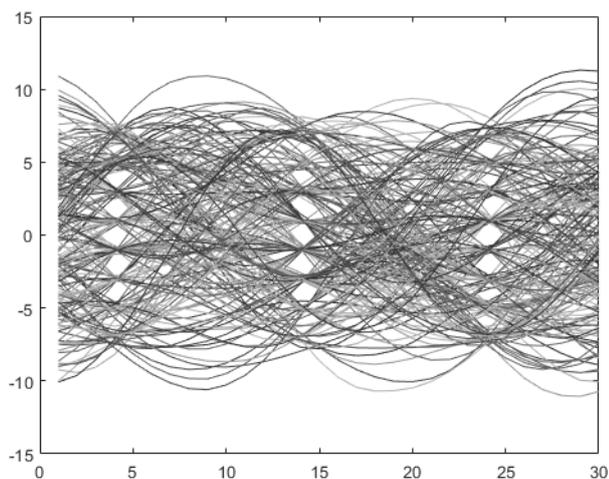


Рис. 2. Глазковая диаграмма

Другой способ представления принятого сигнала после выделения квадратур – это диаграмма созвездия. На рис. 3 получена диаграмма созвездия для модуляции QAM-64. При идеальных условиях передачи и точной временной синхронизации приемника диаграмма созвездия должна иметь только 64 точки (без отклонений от исходных положений, как это видно на рис. 3).

Отклонение от исходного положения может быть вызвано различными причинами. Основная причина – это воздействие аддитивного шума, которое создает неизбежное отклонение. За счет несинхронной работы тактовых генераторов передающего и приемного оборудования выборка отсчетов производится в «неправильные» моменты времени, вследствие чего межсимвольная интерференция затрудняет дальнейшую обработку сигнала [3].

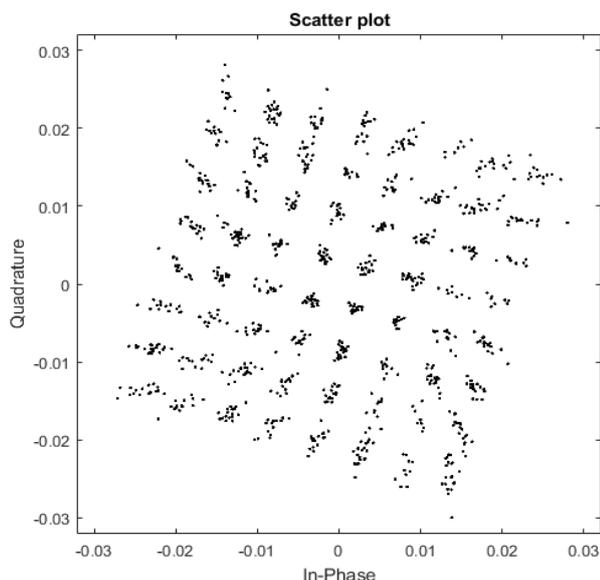


Рис. 3. Диаграмма созвездия

По характеру отклонения точек на диаграмме созвездия можно судить о причинах, вызвавших эти отклонения.

Результаты эксперимента

При изменении мощности передаваемого сигнала изменяется отношение сигнал/шум (SNR). В случае когда мощность шума значительно меньше мощности сигнала (на 50 дБ для случая QAM-64), ошибки передачи возникают только по причине временной рассинхронизации ($t_r = 0,5$ мкс). Этому случаю соответствует рис. 4. На рис. 5 $t_r = 1$ мкс, при том же SNR вероятность битовой ошибки (BER) выше.

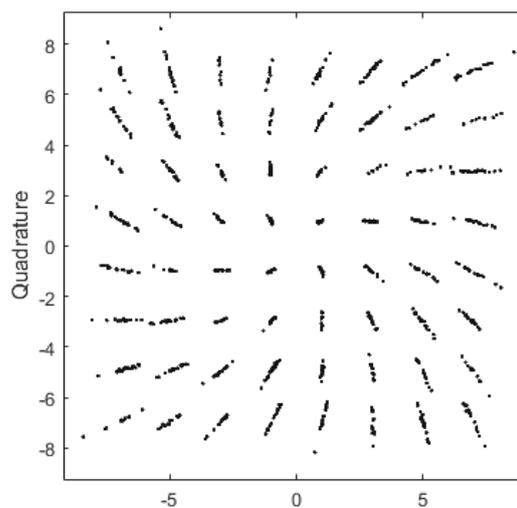


Рис. 4. Диаграмма созвездия
(SNR = 50 дБ, BER = 0,00033, $t_r = 0,5$ мкс)

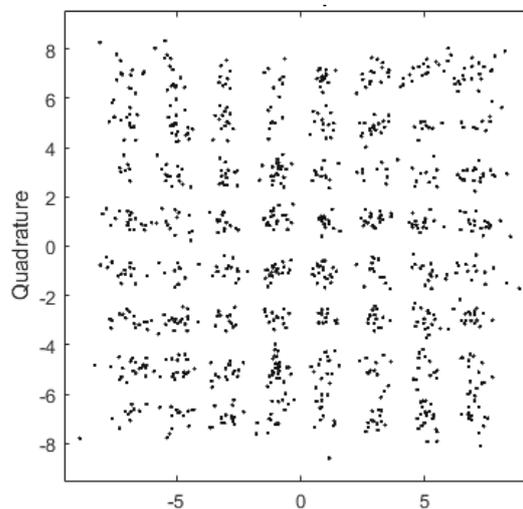


Рис. 5. Диаграмма созвездия
(SNR = 50 дБ, BER = 0,0022, $t_r = 1$ мкс)

При уменьшении мощности сигнала на 20 дБ по сравнению с первым случаем (рис. 6), заметно небольшое проявление шума, но основное отклонение все еще за счет отсутствия точной временной синхронизации.

При дальнейшем ухудшении отношения сигнал/шум рассинхронизация вносит меньший вклад в ошибки декодирования, чем шум в сигнале (рис. 7).

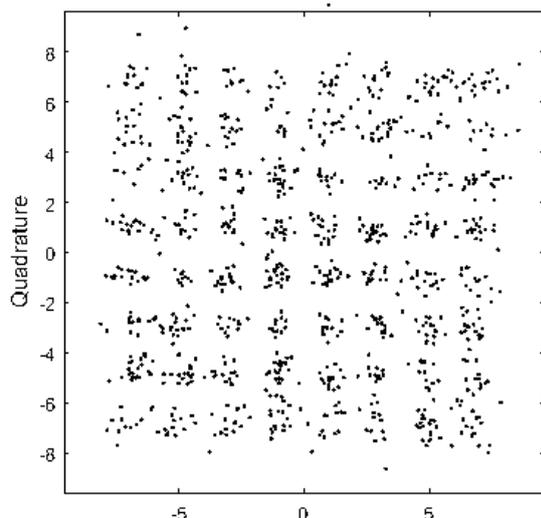


Рис. 6. Диаграмма созвездия (SNR = 30 дБ, BER = 0,00083)

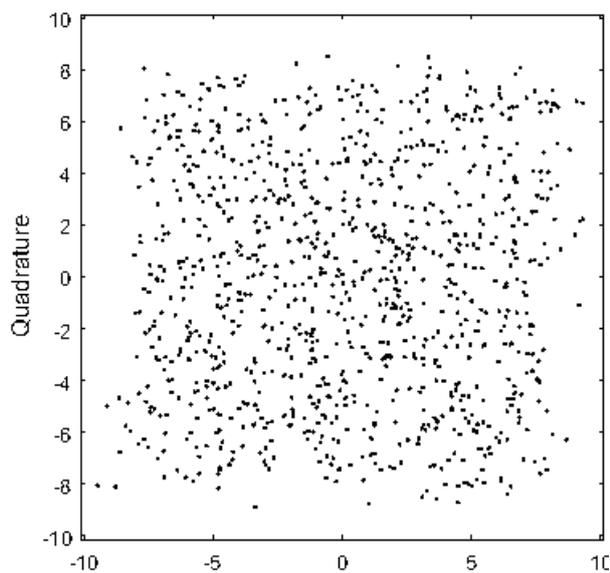


Рис. 7. Диаграмма созвездия (SNR = 10 дБ, BER = 0,085)

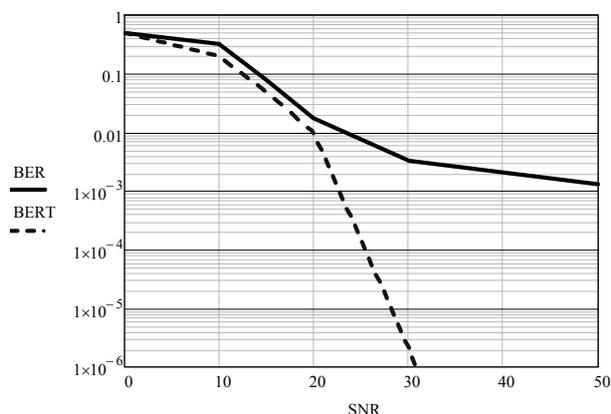


Рис. 8. График зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум (сплошная линия – эксперимент; пунктир – теоретическая для QAM-64)

По полученным значениям битовой ошибки построим график зависимости от отношения сигнал/шум (рис. 8).

Для фиксированного отношения сигнал/шум (50 дБ) построим зависимость вероятности битовой ошибки от временной синхронизации (рис. 9). По зависимости видно, что временную ошибку синхронизации нужно уменьшать до тех пор, пока значение BER не уменьшится до теоретического значения.

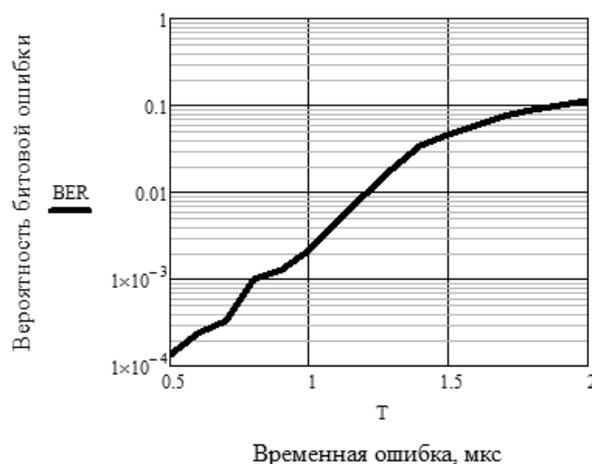


Рис. 9. График зависимости вероятности битовой ошибки от ошибки временной синхронизации (0,5–2 мкс)

Заключение

Из рисунков видно, что при уменьшении отношения сигнал/шум вероятность битовой ошибки уменьшается, но кривая отклоняется от теоретической. В эксперименте при больших значениях отношения сигнал/шум возникает большое количество ошибок по сравнению с теоретической кривой QAM-64. Это связано с несинхронной работой тактовых генераторов передающего и приемного оборудования. Увеличение значения ошибки временной синхронизации приводит к увеличению вероятности битовой ошибки. Для достижения вероятности битовой ошибки, близкой к теоретической (для данного индекса модуляции), необходимо обеспечить ошибку по времени не более 0,1 мкс для используемых в эксперименте параметров сигнала.

Литература

1. Сети ЭВМ и телекоммуникации [Электронный ресурс] // Алгоритм модуляции QAM. – URL: <http://lectures.net.ru/xdsl/qam/> (дата обращения: 22.05.2016).
2. Конспект лекции [Электронный ресурс] // Классификация каналов связи по характеру среды распространения радиоволн. – URL: <http://allsummary.ru/1000-klassifikaciya-kanalov-svyazi-po-harakteru-sredy-rasprostraneniya-radiovoln.html> (дата обращения: 23.05.2016).
3. Jeffrey G.A., Arunabha G., Rias M. Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking. – 2007.

УДК 621.396.41

Г.Г. Жук, Т. Абдирасул уулу, Е.В. Алексеев, Д.Н. Данилов, Е.К. Помишин, А.В. Убайчин

Варианты аппаратной части коммуникационной системы на основе шумовых радиосигналов тепловой природы

Приведены варианты организации системы радиосвязи на основе шумовых сигналов тепловой природы. В представленной системе связи предложено использовать в качестве носителей информационных сообщений шумовой сигнал тепловой природы. Представлены варианты структурных схем передатчика и приемника для реализации предлагаемого канала связи.

Ключевые слова: микроволновые радиометры, шумовые радиосигналы, модификация нулевого метода измерений, вторичное использование спектра, электромагнитная совместимость.

Развитие современного общества отождествляется с развитием телекоммуникационных технологий. В настоящее время беспроводные телекоммуникации проникли во все сферы человеческой деятельности. Из-за увеличения потока передаваемых данных происходит неуклонное ухудшение электромагнитной обстановки в радиозфере. Повышение мощности излучения в эфире приводит к увеличению дозы электромагнитной нагрузки на человеческий организм, что, безусловное, является негативным фактором. Загруженность эфира также обуславливает проблему расширения или введения новых стандартов беспроводной связи.

На текущий момент для решения задач уменьшения спектральной плотности излучения и вторичного использования спектра особое внимание уделяется системам связи на основе сверхширокополосных и хаотических сигналов. Перспективное применение данные системы могут найти в военной радиосвязи, спутниковой связи, управлении системами ведения тактических операций и т.д. В данных отраслях, помимо основных тенденций развития технических характеристик систем связи (дальность, скорость передачи информации и электромагнитная совместимость), актуальны задачи поиска новых методологических решений, позволяющих снизить мощность передаваемых сигналов (снижение спектральной плотности) и использовать спектр вторично. Предельным случаем данных подходов является передача информационных сообщений с помощью радиосигналов, мощность которых соизмерима с мощностью собственных шумов приемников и спектральной плотностью, не превышающей плотность теплового излучения природных сред в СВЧ-диапазоне.

В данной статье описываются варианты технической реализации передатчика и приемника для системы связи на основе недетерминированных радиосигналов тепловой природы [1, 2].

Основная часть

Концепция реализации нового канала радиосвязи основывается на классическом подходе, т.е. система связи будет состоять из передатчика, передающей антенны, среды распространения сигнала, приемной антенны, приемника [3]. Главной особенностью

предлагаемого канала связи является использование шумовых сигналов тепловой природы в качестве носителей информационных сообщений с интенсивностью, не превосходящей интенсивности излучения природных сред в радиодиапазоне.

Реализация данной системы связи позволяет решить проблемы, связанные с понижением мощности передаваемых сигналов и вторичным использованием спектра. На текущий момент для проверки теоретических результатов, концепция реализации которых была изложена в [1, 2], было принято решение реализовать макеты передатчика и приемника в виде портативного устройства персональной связи. Одним из главных требований, предъявляемых к новой системе связи, является способность передачи данных со скоростью не менее 32 кбит/с (для передачи речевых сообщений).

Кодирование информационных сообщений в представленной системе связи реализовано путем изменения дисперсии шумов.

Выделение шумовых сигналов с заданными параметрами на фоне естественного шума (в том числе шумов приемной аппаратуры) реализовано при помощи методов микроволновой радиометрии. Данные методы применяются в дистанционном зондировании природных сред и позволяют измерять параметры шумовых радиосигналов со спектральной плотностью порядка 10^{-21} Вт/Гц, а также выделять их на фоне окружающих шумов и шумов приемной аппаратуры [4].

Для генерации сигнала тепловой природы используются принципы, применяемые для создания опорных источников шумового сигнала в микроволновых радиометрах. Практической реализацией подобных решений являются управляемые активные генераторы шума СВЧ-диапазона на основе маломощных усилителей, лавинно-пролетных и диодов Шоттки и т.д. [5, 6].

Разработано два варианта реализации передатчика и приемника для передачи информации в цифровой и аналоговой форме. На рис. 1 представлена структурная схема цифрового передатчика системы связи на основе недетерминированных сигналов тепловой природы. В основу алгоритма работы передатчика заложен принцип формирования опорного

шумового сигнала при дифференциальных радиометрических измерениях [7].

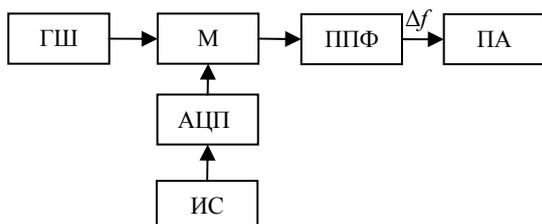


Рис. 1. Структурная схема цифрового передатчика

Принцип работы представленной структурной схемы (см. рис. 1) заключается в следующем. В источнике сигнала ИС формируется информационное сообщение в аналоговом виде и поступает на вход аналого-цифрового преобразователя АЦП, выход которого подключен к СВЧ-модулятору М для его управления. Вход модулятора подключен к выходу генератора шума ГШ. Выход модулятора соединен с входом полосно-пропускающего фильтра ППФ. Выход полосно-пропускающего фильтра соединен с передающей антенной ПА. В результате сигнал генератора шума под управлением модулятора, который в свою очередь управляется логическими сигналами АЦП, проходит через полосно-пропускающий фильтр и в соответствии с рабочей частотой Δf поступает на антенну.

Для формирования передаваемого информационного слова осуществляется амплитудно-импульсная модуляция сигнала генератора шума. Логическая единица на выходе АЦП соответствует открытому состоянию модулятора, в результате чего происходит увеличение мощности шумового сигнала в соответствующей полосе частот. При закрытом состоянии СВЧ-модулятора сигнал ГШ не поступает на ПФ.

Структурная схема цифрового приемника представлена на рис. 2.

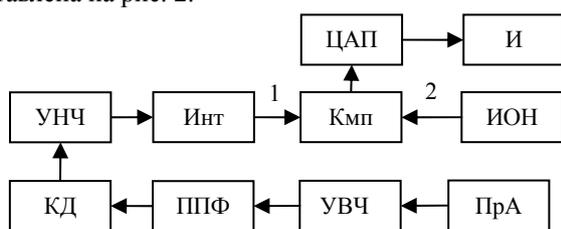


Рис. 2. Структурная схема цифрового приемника

Приемник функционирует следующим образом. На вход приемной антенны ПрА поступает сигнал, излученный передающей антенной. Далее сигнал через усилитель высоких частот УВЧ и полосно-пропускающий фильтр ППФ поступает на вход квадратичного детектора КД. Продетектированный сигнал проходит через усилитель низких частот УНЧ и интегратор Инт на вход 1 компаратора Кмп. Компаратор в свою очередь сравнивает входной сигнал с источником опорного напряжения ИОН, подключенного к входу 2. Если сигнал на прямом входе 1 больше, чем на инверсном 2, то на выходе компаратора появляется логическая «1» и логический «0»,

если сигнал на прямом входе меньше, чем на инверсном входе. Выходной сигнал компаратора, пройдя через цифроаналоговый преобразователь ЦАП [8], где происходит восстановление принятого цифрового кода в аналоговую форму, поступает на индикатор И.

Второй вариант реализации передатчика и приемника приведен на рис. 3, 4.

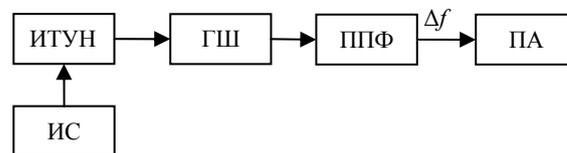


Рис. 3. Структурная схема аналогового передатчика

На рис. 3 представлена структурная схема аналогового передатчика, которая включает в себя источник сигнала ИС, источник тока управляемого напряжением ИТУН, генератор шума ГШ, полосно-пропускающий фильтр ППФ и передающую антенну ПрА. Данная структурная схема функционирует следующим образом. Источник сигнала формирует информационное сообщение и передает его на вход источника тока, управляемого напряжением, который управляет мощностью выходного сигнала генератора шума путем изменения тока через его активную зону по закону выходного напряжения источника сигнала (осуществляет амплитудную модуляцию). Далее сгенерированный информационный сигнал поступает на вход полосно-пропускающего фильтра, после чего сигнал с рабочей полосой частот Δf проходит на передающую антенну.

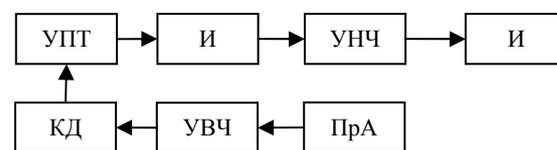


Рис. 4. Структурная схема аналогового приемника

Приемник, изображенный на рис. 4, работает следующим образом. Информационный сигнал, излученный передающей антенной, поступает на вход приемной антенны ПрА. После этого сигнал проходит через усилитель высоких частот УВЧ на вход квадратичного детектора КД. Далее продетектированный сигнал через усилитель постоянного тока УПТ поступает на вход интегратора И. Проинтегрированный сигнал, пройдя через усилитель низких частот УНЧ, поступает на индикатор И (устройство воспроизведения).

Заключение

В настоящий момент проводится разработка макета аналогового передатчика и приемника. В дальнейшем планируется проведение экспериментов по передаче речевых сообщений, а также исследование таких технических характеристик, как электромагнитная совместимость, вероятность битовой ошибки в канале, скорость передачи информационных сообщений, дальность и т.д. в разрабатываемой системе связи.

Важным следствием в данной статье является тот факт, что на основе математического аппарата, который описан в [1], вероятность битовой ошибки в канале и в пределах динамического диапазона работы системы не зависит от интенсивности шумов.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-37-00237мол_а.

Литература

1. Убайчин А.В., Жук Г.Г., Алексеев Е.В., Беспалько А.А. Принципы организации радиосвязи на основе измерения параметров недетерминированных сигналов тепловой природы // Матер. междунар. науч.-техн. конф. «INTERMATIC-2015». – М., 2015. – № 5. – С. 11–15.

2. Убайчин А.В., Алексеев Е.В., Жук Г.Г., Ташходжаев А.С., Данилов Д.Н., Абдирасул уулу Т. Разработка концепции передачи информационных сообщений посредством недетерминированных радиосигналов тепловой

природы // 26-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). – Севастополь, 2016. – № 3. – С. 406–412.

3. Акулиничев Ю.П. Теория электрической связи / Ю.П. Акулиничев. – М.: Лань, 2010. – 240 с.

4. Филатов А.В. Двухканальный микроволновый радиометр повышенной точности / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Н.О. Жуков // Радиотехника. – 2011. – № 1. – С. 47–55.

5. Немлихер Ю.А., Рукавицын А.Ф., Струков И.А. Транзистор – источник низкотемпературного СВЧ-шума // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 5. – С. 603–608.

6. Арманд Н.А., Крапивин В.Ф., Мкртчян Ф.А. Методы обработки данных радиофизического исследования окружающей среды. – М.: Наука, 1987. – 270 с.

7. Краус Д.Д. Радиоастрономия. – М.: Сов радио, 1973. – 456 с.

8. Тимошенко А.Г. О влиянии разрядности и быстродействия ЦАП на параметры каналов связи / А.Г. Тимошенко, Л.В. Перцев, М.А. Можняков // Естественные и технические науки. – 2011. – № 6. – С. 447–449.

УДК 621.396.41

А.С. Вершинин, Ю.О. Мякочин

Аппаратная реализация гетерогенного PLC RF-модема для автоматизированных систем контроля и учета энергоресурсов

Приведено описание аппаратной реализации гетерогенного PLC RF-модема на отечественной элементной базе, стека протоколов и представлены его технические характеристики. Показано, что гетерогенный PLC RF-модем применим для создания сети передачи данных для сбора данных от приборов учета энергоресурсов и передачи на центральный сервер.

Ключевые слова: гетерогенный модем, радиоканал, PLC-канал, mesh-сеть, ретрансляция.

Известно, что потери при передаче электроэнергии до потребителей многоквартирных домов составляют около 30–35% из-за незаконного подключения к энергосетям и потребления энергоресурсов, недостоверных сведений о потребленной электроэнергии. Сверхнормативное потребление электроэнергии распределяется между всеми жильцами и входит в уплату ОДН.

Для эффективного сбора данных об объемах потребления электроэнергии используются автоматизированные системы контроля и учёта электроэнергии (АСКУЭ), представляющие собой системы удаленного сбора и обработки данных от индивидуальных приборов учета электрической энергии. АСКУЭ позволяет плательщикам контролировать показания электроэнергии и оплачивать их через интернет [1]. Положительными результатами применения АСКУЭ для потребителей коммунальных услуг, помимо эффективности сбора данных от приборов учёта и снижения потерь на передачу электроэнергии, является своевременное выявление фактов несанкционированного использования энергоресурсов, снижение ОДН.

В современных АСКУЭ для сбора данных от приборов учёта используются проводные каналы

связи (на основе модемов RS-485 или PLC) и беспроводной канал связи (радиоканал на частотах 433 и 868 МГц или 2,4 ГГц). Наиболее популярными на данный момент являются PLC-модемы стандарта G3-PLC, например G3-PLC Communication Module или G3 PLC- модем NWEPLC-1-G3M [2]. Среди модемов радиодиапазона нередко используются модели МИР МБ-02, Link ST200 [3].

Чаще всего в таких системах используется один канал связи (либо проводной, либо беспроводной), что определяется возможностями и техническими характеристиками используемых в системе АСКУЭ-модемов.

Важными параметрами системы АСКУЭ являются скорость передачи данных и достоверность информации о потреблённых энергоресурсах. Эти параметры, в частности, определяются помеховой обстановкой, в которой функционируют модемы АСКУЭ, в частности, когда источником помех являются радиопередатчики с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Исследования показали, что уровень мощности промышленных и атмосферных источников электромагнитных помех в диапазоне 433 МГц практически незначителен в сравнении с уровнем помех от бытовой радиоэлектронной

аппаратуры или портативных любительских радиостанций, который в городских условиях достигает около минус 38 дБм·Вт с вероятностью около 6% от общего времени работы модема. В диапазоне 868 МГц вероятность наблюдать помехи крайне мала (менее 0,01%) [4].

Для канала PLC оценки помеховой обстановки практически не выявлены и определяются состоянием канала и уровнем помех от бытовой аппаратуры. На достоверность и скорость передачи данных по каналу PLC сказываются количество и мощность подключенных к сети электропитания устройств, трансформаторы, схема их подключения по отношению к PLC-модемам и т.д.

Для повышения достоверности информации о потреблённых энергоресурсах за счёт снижения влияния помеховой обстановки на канал передачи принято решение реализовать передачу данных в модемах системы АСКУЭ по линиям связи, различающимся физической средой, и обеспечить передачу по этим каналам так, чтобы обеспечивалась возможность создания mesh-сетей. Такие модемы в данной работе считают гетерогенными. Достоверность информации при передаче данных с помощью гетерогенного модема оказывается заметно выше, чем для модема, использующего один канал связи без резервирования, поскольку вероятность появления помех одновременно в разнородных по физической среде каналах связи мала. Это делает перспективным использование гетерогенного модема в АСКУЭ.

Идея использования сдвоенного модема не нова и реализована, в частности, в RF/PLC-модеме Link ST230 ООО «Промприбор». Однако в данном техническом решении, возможно, использованы иностранные электронные компоненты, а передача данных по радиоканалу осуществляется с помощью протоколов ZigBee на частоте 2,4 ГГц. В многоквартирных домах с железобетонными стенами передача данных по радиоканалу на данной частоте заметно ограничивает дальность действия, поэтому в данной работе рассматривается радиомодем для передачи данных в диапазоне 868 МГц.

Цель работы – изложить технические характеристики, особенности аппаратной реализации и стека протоколов гетерогенного модема для АСКУЭ.

Аппаратная реализация гетерогенного модема и его технические характеристики

Гетерогенность модема для АСКУЭ обеспечивается проводным каналом передачи данных по линии электропередачи – PLC и радиоканалом RF в диапазоне 868 МГц. Важной особенностью модема является возможность создания mesh-сетей для повышения достоверности передачи данных [5]. Эти возможности реализуются за счёт разработанного стека протоколов гетерогенного модема, который приведен на рис. 1.

Стек протоколов гетерогенного модема образован физическими уровнями PLC и RF, канальным и сетевым уровнями. Физический уровень PLC осно-

ван на стандарте G3.PLC [6], для физического уровня радиоканала использовался стандарт IEEE 802.15.4 [7].

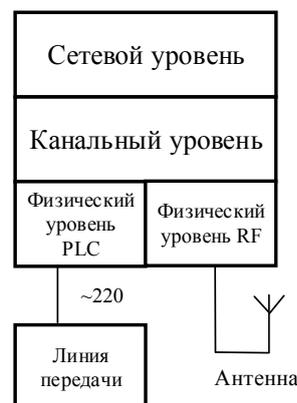


Рис. 1. Стек протоколов, реализованных в гетерогенном модеме

Управление доступом к разным физическим средам осуществляется на канальном уровне. По умолчанию основным каналом передачи данных является проводная среда PLC, а радиоканал является резервным. Если по основному каналу отсутствуют данные о доставке исправного пакета, то этот же пакет передаётся повторно по радиоканалу.

На сетевом уровне применены протоколы для организации mesh-сети в АСКУЭ и ретрансляции данных. Ретрансляция осуществляется при следующем условии: если по каждому из физических каналов отсутствуют данные о доставке пакета по исходному маршруту, то пакет передаётся любому из соседних узлов.

Гетерогенный модем для АСКУЭ имеет следующие технические характеристики:

1. Напряжение питания:

- цифровой части 2,4–3,6 В;
- аналоговой части 11–18 В.

2. Ток потребления:

- не более 800 мА.

3. Скорость передачи данных:

- канал PLC 48 кб/с;
- канал RF 48 кб/с;

4) Диапазон частот RF: 868 МГц.

5) Дальность действия:

- по каналу PLC: не менее 10 км (ЛЭП); не менее 25 м в многоквартирном доме;
- по каналу RF: не менее 1 км в прямой видимости; не менее 25 м в многоквартирном панельном доме.

6) Шифрование: AES 128.

Стек протоколов гетерогенного модема реализован на процессоре цифровой обработки сигналов 1967ВН28 фирмы «Миландр».

Рассмотренная концепция гетерогенного модема реализована для АСКУЭ в двух вариантах. Первый вариант гетерогенного модема разработан для электросчетчика (рис. 2). Другой вариант разработан

для устройства сбора и передачи данных АСКУЭ (рис. 3).



Рис. 2. Гетерогенный модем для электросчетчика



Рис. 3. Гетерогенный модем для устройства сбора и передачи данных АСКУЭ

Использование гетерогенного модема в действующей АСКУЭ в типовом многоквартирном жилом доме подтверждает эффективность достоверной доставки информации о потреблении энергоресурсов.

Структура гетерогенной сети

Сеть, организованная с помощью гетерогенного модема, представляет собой сеть с динамической адресацией и автоматической маршрутизацией. Структурная схема сети представлена на рис. 4. Основой для формирования сети является реактивный дистанционно-векторный протокол маршрутизации. В отличие от активных протоколов, не использует таблицы маршрутизации. Вместо этого данный протокол формирует маршрут в случае необходимости передачи данных.

Для построения маршрутов используются широковещательные запросы (Route Request, RREQ). Данные запросы проходят через всевозможные узлы сети и собирают информацию о метрике пройденного пути. После того, как до приемника дойдет пакет с наилучшей метрикой, приемник отправит ответ (Route reply, RREP) одноадресно, обратно по записанному в RREQ маршруту. После того, как RREP

доходит до приемника, маршрут считается построенным и по нему отправляются пакеты данных.

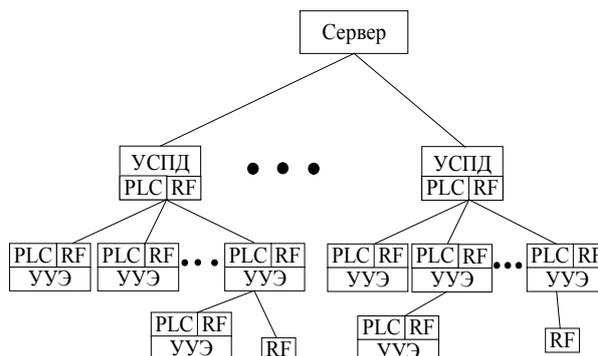


Рис. 4. Структурная схема сети

После окончания передачи данных маршрут хранится в течение некоторого времени жизни, после чего, если по нему больше не передавались данные, информация о нем удаляется. Также протокол предусматривает возможность восстановления разрушенного маршрута (как локально, узлом, обнаружившим разрыв связи, так и полностью, от начала и до конца).

Заключение

В данной работе описана концепция построения гетерогенного PLC RF-модема на отечественной элементной базе и представлены его технические характеристики. Стек протоколов гетерогенного модема обеспечивает высокую достоверность доставки пакетов, что является критическим параметром при выборе модемов для АСКУЭ. Разработанный и испытанный стек протоколов позволяет формировать mesh-сеть, самоорганизующиеся сети, организовывать ретрансляцию данных. Гетерогенный PLC RF-модем успешно применяется для сбора и передачи информации о потреблении электрической энергии в действующей АСКУЭ типового многоквартирного дома.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках Соглашения № 14.577.21.0230 о предоставлении субсидии от 03 октября 2016 года (уникальный идентификатор ПНИЭР RFMEFI57716X0230).

Литература

1. Чадаев В.К. Методологические подходы к созданию оператора коммерческого учета энергоресурсов // Актуальные вопросы современной науки. – 2015. – № 3. – 7 с.
2. Razazian K., Kamalizad A., Umari M., Qu Q., Loginov V., Navid M. (2011, April). G3-PLC field trials in US distribution grid: Initial results and requirements. In Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2011 // IEEE International Symposium on. – P. 153–158.
3. Канкулов К. Комплексный подход к построению саморегулирующихся беспроводных сетей сбора данных // Беспроводные технологии. – 2011. – Т. 4, № 25. – С. 34–36.
4. Вершинин А.С., Майков Д.Ю., Ушарова Д.Н., Аникин А.С. Экспериментальная оценка статистических характеристик узкополосных радиопомех диапазона

433 МГц в городских условиях // Доклады ТУСУРа. – 2015. № 3 (37). – С. 33–38.

5. Винокуров В.М. и др. Маршрутизация в беспроводных мобильных Ad hoc-сетях // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2. – С. 22.

6. Lampe L., Tonello A.M., Swart T.G. (ed.). Power Line Communications: Principles, Standards and Applications from Multimedia to Smart Grid. – John Wiley & Sons, 2016.

7. Gutierrez J.A., Callaway E.H., Barrett R.L. Low-rate wireless personal area networks: enabling wireless sensors with IEEE 802.15. 4 // IEEE Standards Association. – 2004.

УДК 621.391: 519.216

В.И. Петренко, А.В. Сидорчук

Исследование мультифрактальности временного ряда производительности вычислительного процессора на основе многомасштабной диаграммы

Отмечено, что большинство процессов в сетях с пакетной передачей данных обладают мультифрактальной (многомасштабной) структурой. Рассматриваемый временной ряд производительности вычислительного процессора не относится к классу таких процессов. Обоснование этого факта осуществлено путем построения диаграммы мультифрактального масштабирования порядка 3.

Ключевые слова: сети с пакетной передачей данных, мультифрактальный процесс, многомасштабность, порядок времени, производительность вычислительного процессора.

Известно, что мультифракталами [1, 2] являются фрактальные неоднородные объекты, для описания которых необходим спектр фрактальных размерностей D_f , число которых в общем случае бесконечно.

Мультифрактальным процессом [1, 2] является стохастический процесс (X_t) , который обладает стационарными приращениями и удовлетворяет равенству $M[|X_t|^q] = c(q)t^{\tau(q)+1}$ для некоторого положительного $q \in Q$, $[0, 1] \subset Q$, где $\tau(q)$ является масштабной функцией и моментный коэффициент $c(q)$ не зависит от t .

Последние исследования фрактальных величин и структур [1–5] в инфокоммуникационных приложениях показали, что большинство процессов в сетях с пакетной передачей данных обладают мультифрактальной (многомасштабной) структурой [2].

В настоящей работе будем оценивать наличие мультифрактальности во временном ряде производительности вычислительного процесса (рис. 1). Обозначим этот временной ряд через

$$Z = \langle z_i \rangle, \quad i = 1, 960. \quad (1)$$

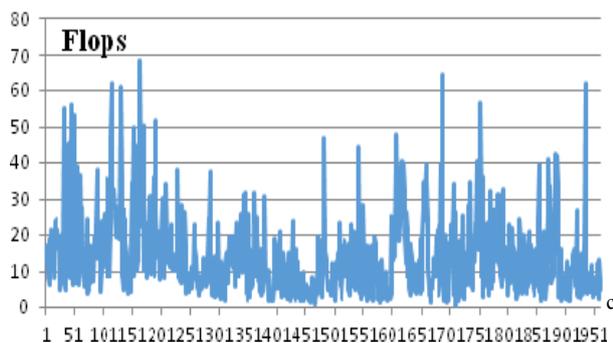


Рис. 1. Временной ряд производительности вычислительного процессора

Для оценки свойств мультифрактальности третьего порядка во временном ряде Z (1) проведем анализ стационарности коэффициента асимметрии A агрегированного процесса $X_t^{(m)}$, где $m = 3$ – порядок масштабирования. В точно самоподобном процессе график асимметрии должен показать прямую линию с углом наклона $3\beta/2$.

Центральный момент порядка q на масштабе времени $m = 3$ имеет вид

$$\mu^{(3)}(q) = \mu_q^{(3)} = M[X^{(3)} - M[X]^q]. \quad (2)$$

Стационарный процесс $X(k)$ является мультифрактальным, если

$$\log \left| \text{cum}_m \left(X^{(n)}(k) \right) \right| = \beta(m) \log n + c(m), \quad (3)$$

где $\beta(m)$ – некоторая функция от $m=3$, $\text{cum}_3(X) = \mu_3$ – коэффициент асимметрии, агрегированные ряды $X^{(n)}(k)$ определяются как

$$X^{(n)}(k) = \frac{1}{n} = \sum_{j=0}^{n-1} X(nk - j), \quad k \in N. \quad (4)$$

Для временного ряда Z (1) рассмотрим интервал агрегирования $n = 20$ и сформируем агрегированные временные ряды $Z^{(n)}(k)$, где $k = 1, 48$ (табл. 1).

Коэффициент асимметрии вычисляется по формуле

$$A = \frac{\mu_3}{\sigma^3}, \quad (5)$$

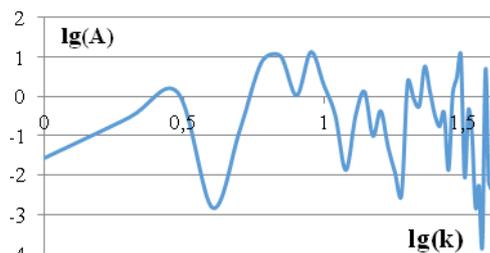
где $\mu_3 = M(z_i - \bar{z})^3$ – третий центральный момент; σ – среднеквадратическое отклонение. В табл. 2 приведены вычисленные коэффициенты асимметрии $A^{(20)}(k)$ в логарифмической шкале $\lg - \lg$.

Таблица 1

Результаты агрегирования временного ряда $Z(1)$

Порядковый номер интервала агрегирования k	Агрегированное значение $Z^{(20)}(k)$	Порядковый номер интервала агрегирования k	Агрегированное значение $Z^{(20)}(k)$
1	308,432541	25	201,529445
2	346,693193	26	216,887232
3	392,380550	27	198,913799
4	288,525412	28	251,262161
5	330,937822	29	163,005750
6	486,827447	30	121,501665
7	513,725329	31	515,755714
8	385,748507	32	298,590094
9	531,974022	33	358,470894
10	411,551962	34	226,484055
11	350,541255	35	288,594538
12	301,739834	36	258,073127
13	203,979673	37	270,547643
14	159,070542	38	458,182670
15	227,045022	39	296,804194
16	196,118915	40	293,781961
17	316,602178	41	251,009123
18	252,287071	42	255,265309
19	291,924873	43	211,850728
20	133,928557	44	302,300871
21	173,951621	45	295,821260
22	187,694162	46	187,121415
23	84,086568	47	183,107061
24	157,215249	48	132,351832

Результаты, представленные в табл. 2, отображим на рис. 2, являющемся диаграммой масштабирования порядка 3.

Рис. 2. Динамика изменения $\lg(A)$ в зависимости от $\lg(k)$

Из определения мультифрактальности процесса можно сделать вывод применительно к рассматриваемому в статье временному ряду $Z(1)$: если график зависимости $\lg(A)$ от $\lg(k)$ будет прямой линией с некоторым углом наклона, то временной ряд является мультифрактальным по порядку 3. Как видим, график на рис. 2 не является прямой линией. Из этого факта делаем заключение об отсутствии муль-

тифрактальности во временном ряде производительности вычислительного процессора.

Таблица 2

Зависимость логарифма коэффициента асимметрии $\lg(A)$ от логарифма номера агрегирования $\lg(k)$

k	$\lg(k)$	$\lg(A)$	k	$\lg(k)$	$\lg(A)$
1	0,000000	-1,5794158	25	1,3979400	-0,4696313
2	0,3010300	-0,5540669	26	1,4149733	-0,7684541
3	0,4771213	0,0988047	27	1,4313638	-0,4249280
4	0,6020600	-2,8492816	28	1,4471580	-1,8894362
5	0,6989700	-0,8850478	29	1,4623980	0,0708400
6	0,7781513	0,8752710	30	1,4771213	0,4770152
7	0,8450980	1,0320400	31	1,4913617	1,0431420
8	0,9030900	0,0220452	32	1,5051500	-2,0588409
9	0,9542425	1,1285823	33	1,5185139	-0,3520731
10	1,0000000	0,2982157	34	1,5314789	-0,9973043
11	1,0413927	-0,4845668	35	1,5440680	-2,0418369
12	1,0791812	-1,8854504	36	1,5563025	-2,2999566
13	1,1139434	-0,5129463	37	1,5682017	-3,7778407
14	1,1461280	0,1152641	38	1,5797836	0,6845604
15	1,1760913	-1,0120108	39	1,5910646	-2,1684815
16	1,2041200	-0,3787979	40	1,6020600	-2,3780386
17	1,2304489	-1,2829246	41	1,6127839	-1,8764190
18	1,2552725	-1,9435330	42	1,6232493	-2,1148214
19	1,2787536	-2,5258123	43	1,6334685	-0,6627169
20	1,3010300	0,3681042	44	1,6434527	-1,8568489
21	1,3222193	-0,0613412	45	1,6532125	-2,2330099
22	1,3424227	-0,2488771	46	1,6627578	-0,2404976
23	1,3617278	0,7588017	47	1,6720979	-0,1832324
24	1,3802112	0,1356942	48	1,6812412	0,3824377

Литература

1. Шелухин О.И., Осин А.В. Мультифрактальные свойства трафика реального времени // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2006. – №3, т. 2. – С. 36–43.
2. Шелухин О.И. Мультифракталы. Инфокоммуникационные приложения. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 576 с.
3. Бестугин А.Р., Богданова А.Ф., Стогов Г.В. Мультипликативные мультифрактальные процессы в моделировании сетевого трафика // Информационно-управляющие системы. – 2004. – №2. – С. 12–15.
4. Линец Г.И., Говорова С.В. Использование функциональных преобразований самоподобного потока пакетов для повышения производительности транспортных сетей // Инфокоммуникационные технологии. – 2014. – Т. 12, № 1. – С. 29–41.
5. Тебуева Ф.Б. Два подхода к реализации фрактального анализа временных рядов // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. – 2007. – №52-2. – С. 105–112.

УДК 621.396.41

Д.М. Орлов, А.С. Кудряшов

Линия спутниковой связи «вниз» на базе Systemview (Systemvue)

Главное преимущество спутниковой связи – возможность осуществлять связь в любой точке мира, даже в самых отдаленных от цивилизации местах. Для российских условий это особенно актуально, ведь в нашей стране телекоммуникационные сети развиты далеко не повсеместно.

Ключевые слова: передатчик, нисходящая линия связи, бортовой усилитель мощности, модуляция, соотношение сигнал/шум.

чивается мощность комбинационных составляющих, которые в сумме с тепловым шумом приёмника снижают отношение сигнал/шум.

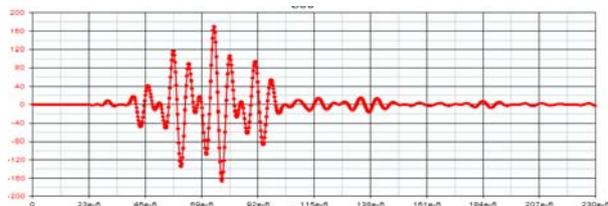


Рис. 5. Сигнал на приёмном конце (точка 1)

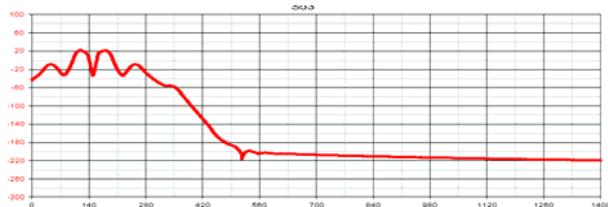


Рис. 6. Спектр сигнала в точке 1

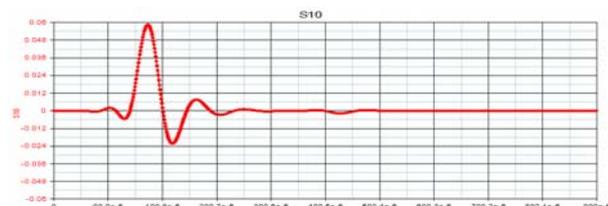


Рис. 7. Сигнал на приёмном конце после фильтрации (точка 2)



Рис. 8. Спектр сигнала на приёмном конце после фильтрации (точка 2)

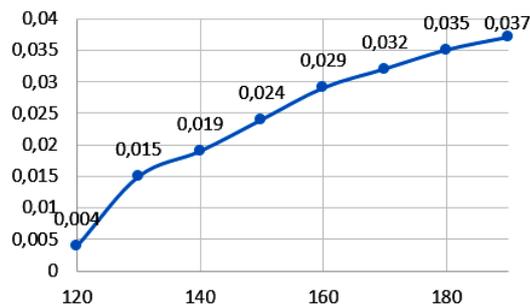


Рис. 9. Зависимость BER от коэффициента усиления

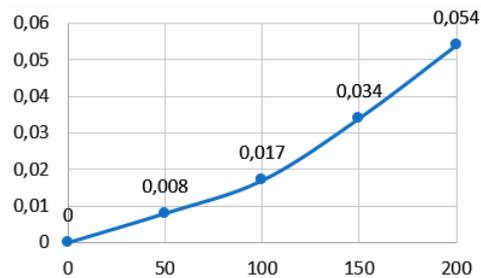


Рис. 10. Зависимость BER от потерь на трассе

Из рис. 10 видно, что неблагоприятная погода приводит к увеличению потерь, что в свою очередь приводит к увеличению битовой вероятности ошибки. Данные потери не могут быть компенсированы изменением режима работы лампы бегущей волны (ЛБВ). В случае ясной погоды, наоборот, произойдет увеличение мощности принимаемого сигнала, что приведёт к уменьшению битовой вероятности ошибки.

Заключение

В результате выполнения работы была собрана схема системы спутниковой связи с бортовым усилителем в программе SystemVue 2011.03. Также был проведён расчёт основных параметров НхЛС (восьмиканальный вариант) для различных состояний трассы. При учёте ослабления сигнала на трассе в свободном пространстве 211,6 дБ, потерь в парах воды и кислорода 3 дБ, потерь в АФС КА 2,4 дБ, средних потерь на трассе дождя 5,7 дБ, суммарном усилении антенн КА и наземной станции 101,7 дБ, шумовой температуре приёмного устройства приёмной станции 300 К, битовой скорости 40 Мбит/с в каждом из найквистовых каналов, вероятности ошибки на бит при демодуляции сигнала 2×10^{-3} мощность квадратурной составляющей на выходе БУМ должна быть не менее 0,8 Вт в каждом частотном канале.

Литература

1. Зябликов С.Ю., Алыбин В.Г., Антонов Ю.Н., Зильберг М.Б., Сизяков А.Ю., Трофилеев А.А. Оптимизация передатчика спутникового ретранслятора по критерию минимума вероятности ошибки демодуляции сигнала // Радиотехника. – 2011. – № 9.
2. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь / пер. с англ. / под ред. В.В. Маркова. – М.: Связь, 1979. – 585 с.
3. Кантор Л.М. Спутниковые системы связи: справочник. – М., 2002.
4. Справочник по радиолокации / под ред. М. Скольника. – Нью-Йорк, 1970: пер. с англ., под общ. ред. К.Н. Трофимова. – Т. 1: Основы радиолокации / под ред. Я.С. Ицхоки. – М.: Сов. радио, 1976. – 456 с.

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 621.375.4

М.В. Черкашин, А.С. Сальников

Дифференциальный усилитель промежуточной частоты на основе SiGe BiCMOS-технологии

Представлена разработка дифференциального усилителя промежуточной частоты для монолитной интегральной схемы (МИС), входящей в состав универсального широкополосного приемника L-, S- и C-диапазонов с цифровой обработкой сигнала. МИС содержит тракты высокой и промежуточной частоты и выполнена на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS-технологии.

Ключевые слова: монолитные интегральные схемы, транзисторный дифференциальный усилитель, приемопередающий модуль СВЧ-диапазона.

Приемопередающие модули (ППМ) СВЧ-диапазона обычно выполняют на основе монолитных интегральных схем (МИС), изготавливаемых по технологиям полупроводников A_3B_5 (GaAs, GaN). Однако в последнее время МИС для ППМ все чаще реализуют с помощью SiGe BiCMOS-технологий [1–3], которые позволяют выполнять аналоговые и цифровые схемы управления (драйверы) на одном кристалле полупроводника. Это важно при реализации цифрового управления амплитудой и фазой СВЧ-сигнала (аттенюаторы, фазовращатели и пр.). Кроме того, SiGe BiCMOS-технологии позволяют повысить степень интеграции, уменьшить массу, габариты и стоимость ППМ, снизить их энергопотребление.

Разрабатываемая МИС входит в состав универсального широкополосного приемника L-, S- и C-диапазонов с цифровой обработкой сигнала [4] и содержит тракты высокой (ВЧ) и промежуточной (ПЧ) частоты. Структурная схема приемника показана на рис. 1 и включает в себя такие функциональные блоки, как малошумящий усилитель (МШУ), цифровой аттенюатор (ЦАТТ) с драйвером управления последовательного и параллельного типа, буферный усилитель (БУ) для компенсации потерь в ЦАТТ, смеситель (СМ) с интегрированными симметрирующими трансформаторами (СТ), усилитель сигнала гетеродина (УСГ) и усилитель промежуточной частоты (УПЧ).

Важной частью ППМ является усилитель промежуточной частоты, реализующий его основное усиление и избирательность (совместно с полосовым фильтром). При этом тракт ПЧ в СВЧ ППМ,

изготавливаемых по SiGe-технологиям, обычно выполняется в дифференциальном виде.

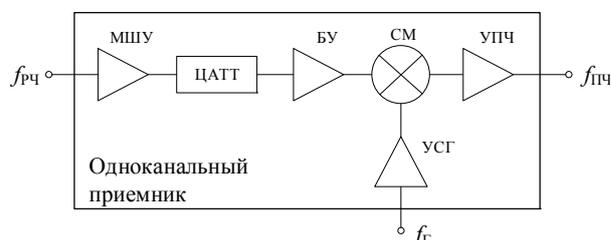


Рис. 1. Структурная схема универсального приемника

В настоящей работе представлены результаты разработки дифференциального УПЧ с полосой пропускания 50–500 МГц в составе ИС универсального приемника.

Разработка дифференциального усилителя

Исходные требования к характеристикам усилителя представлены в табл. 1.

Таблица 1

Исходные требования к характеристикам УПЧ

Параметр	Значение
Диапазон частот Δf (МГц)	50–500
Коэффициент усиления $G \pm \Delta G$ (дБ)	30 ± 0.5
Модуль входного \ выходного коэффициента отражения $ S_{11} / S_{22} $ (дБ), не более	-10 / -10
Коэффициент шума (дБ), не более	3
Выходная мощность при сжатии на 1 дБ (дБм), не менее	10
Потребляемый ток (мА), не более	100
Напряжение питания (В)	3–5

Усилитель имеет дифференциальные вход и выход, согласованные с 50-омным трактом передачи сигнала.

Упрощенная схема УПЧ показана на рис. 2. Он включает в себя два дифференциальных каскада на транзисторах Q1, Q2 и Q3, Q4. Для повышения стабильности ток покоя первого и второго каскадов задается с помощью токовых зеркал, выполненных на транзисторах Q5, Q6 и Q7. Во втором каскаде дополнительно введена отрицательная обратная связь по току в виде резисторов RE2.

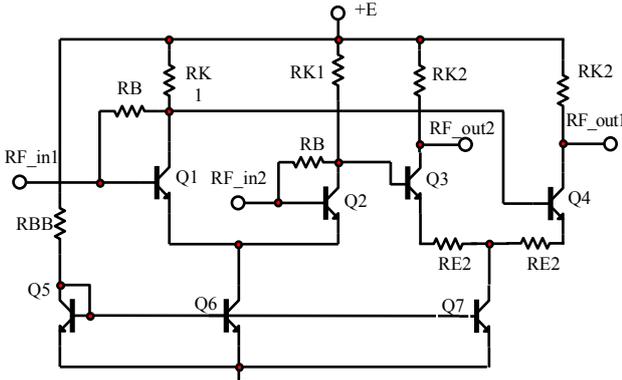


Рис. 2. Упрощенная схема дифференциального УПЧ

Величина тока покоя каскадов задается резистором RBB в цепи коллектора транзистора Q5. МИС УПЧ выполнена на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS-технологии. Топология усилителя показана на рис. 3 (размер кристалла с учетом контактных площадок равен 430×690 мкм).

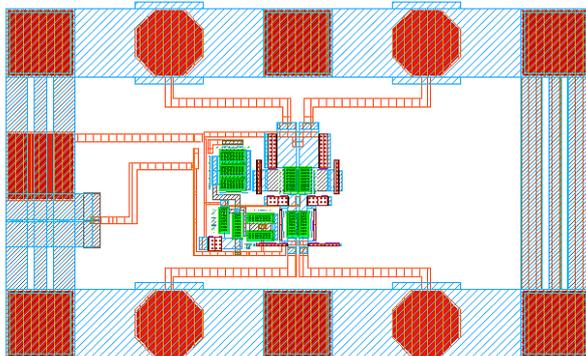


Рис. 3. Топология дифференциального УПЧ

Характеристики УПЧ, полученные в результате моделирования с применением моделей реальных элементов, показаны на рис. 4, а также в табл. 2. Разработанный усилитель имеет в полосе 50–500 МГц коэффициент усиления $33 \pm 0,5$ дБ, входной коэффициент отражения $|S_{11}| \leq -15$ дБ, выходной коэффициент отражения $|S_{22}| \leq -15$ дБ, линейную выходную мощность $P_{\text{вых1дБ}} > 11$ дБм, потребляемый ток 90 мА при напряжении питания 5 В. УПЧ сохраняет работоспособность при вариации напряжения питания в диапазоне 3–6 В.

Кроме того, было выполнено моделирование дифференциального усилителя в режиме симмет-

ричный вход – несимметричный выход (УПЧ 2). С этой целью к одному из выходов через разделительный конденсатор был подключен резистор с сопротивлением 50 Ом. Результаты также представлены на рис. 4 и в табл. 2.

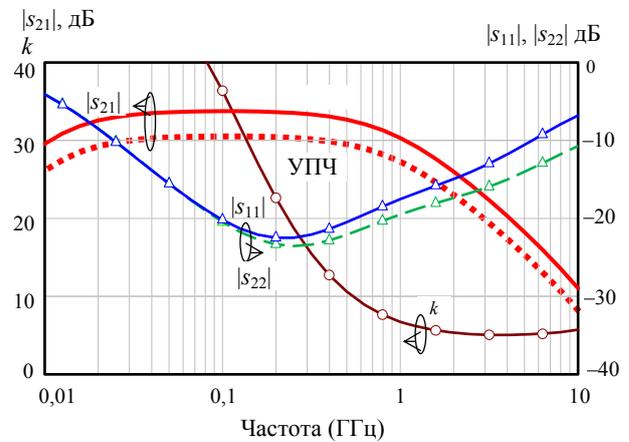


Рис. 4. Малосигнальные частотные характеристики УПЧ (моделирование)

Таблица 2

Характеристики УПЧ

Усилитель	Δf , МГц	$ S_{21} $, дБ	$ S_{11} $, дБ	$ S_{22} $, дБ	NF, дБ	$P_{\text{вых1дБ}}$, дБм	E , В / I_{DC} , мА
Требования	50–500	$30 \pm 0,5$	-10	-10	3	10	5 \ 100
УПЧ	50–500	$33 \pm 0,5$	-15	-15	1,85	11	5 \ 90
УПЧ 2	50–500	$30 \pm 0,5$	-15	-15	1,85	11	5 \ 90

Заключение

В статье представлена разработка дифференциального усилителя промежуточной частоты для МИС универсального приемника с цифровой обработкой сигнала, выполненной на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS-технологии. В настоящее время МИС усилителя находится на изготовлении.

Работа выполнялась в рамках научного проекта № 16-47-700286 «Анализ, исследование и разработка перспективных радиотехнических систем и устройств силовой электроники для робототехнических комплексов космического, воздушного, морского и наземного базирования» при поддержке РФФИ и администрации Томской области.

Литература

- Bahl I.J. Control Components Using Si, GaAs, and GaN Technologies. – Boston: Artech House, 2014. – 310 p.
- Bettidi A. et al. X-Band Transmit / Receive Module MMIC Chip-Set Based on Emerging GaN and SiGe Technologies // IEEE Symp. on Phased Array Syst. and Tech. – 2010. – P. 250–255.
- Dinc T. et al. X-band SiGe bi-complementary metal-oxide semiconductor transmit/receive module core chip for phased array RADAR applications // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2015. – Vol. 9, № 9. – P. 948–956.
- Шеерман Ф.И., Добуш И.М., Коколов А.А. и др. Универсальные радиочастотные тракты и широкополосные функциональные узлы для однокристалльных приемников L- и S-диапазонов на основе технологии SiGe // Матер. 2-го Междунар. форума «Микроэлектроника-2016». – Крым, г. Алушта, 2016. – С. 368–373.

УДК 621.382.323

И.М. Добуш, А.А. Кокотов, Ф.И. Шеерман, А.С. Сальников, М.Л. Шевляков,
Р.К. Собынин, Л.И. Бабак

Разработка монолитных интегральных схем смесителя и цифрового аттенюатора L-, S- и C-диапазонов на основе SiGe-технологии

Приведены результаты разработки и экспериментального исследования двух широкополосных СВЧ-монолитных интегральных схем (МИС) диапазона 0,1–4,5 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS-технологии. Первая МИС – двойной балансный смеситель на полевых транзисторах с интегрированными симметрирующими трансформаторами. Вторая МИС – пятиразрядный цифровой аттенюатор (ЦАТТ) с драйвером параллельного и последовательного управления, к ее достоинствам относятся широкая полоса пропускания, хороший уровень согласования, небольшая величина фазовой конверсии и низкое энергопотребление. Приведены результаты экспериментального исследования обеих МИС.

Ключевые слова: СВЧ-монолитная интегральная схема, SiGe БиКМОП-технология, КМОП-транзистор, смеситель, симметрирующий трансформатор, цифровой аттенюатор, драйвер управления.

СВЧ-приемопередающие модули (ППМ) обычно выполняют на основе монолитных интегральных схем (МИС), изготавливаемых по полупроводниковым технологиям АЗВ5 (GaAs, GaN). Однако в последнее время устройства все чаще реализуют в виде МИС на базе SiGe БиКМОП-технологий [1, 2]. Использование последних позволяет повысить степень интеграции, уменьшить массу, габариты и стоимость, снизить энергопотребление. Кроме того, SiGe БиКМОП-технологии позволяют совмещать аналоговые и сложные цифровые схемы управления (драйверы) в едином технологическом процессе. Поэтому они имеют значительные преимущества при реализации устройств амплитудой и фазой СВЧ-сигнала в ППМ (аттенюаторы, фазовращатели, переключатели) со схемами цифрового управления.

Одним из важных функциональных блоков СВЧ ППМ является смеситель, который выполняет функцию преобразования сигнала радиочастоты – РЧ (RF) в промежуточную частоту – ПЧ (IF) при подаче сигнала гетеродина (LO). Применение двойной балансной схемы смесителя позволяет повысить подавление сигналов RF и LO на выходе IF (развязка) и подавление интермодуляций второго порядка [3, 4]. Другим важным блоком ППМ является цифровой аттенюатор (ЦАТТ) [5], позволяющий задавать уровень ослабления СВЧ-сигнала с помощью управляющего цифрового сигнала.

В настоящей работе представлены результаты разработки и экспериментального исследования МИС диапазона 0,1–4,5 ГГц: смесителя и ЦАТТ с драйвером управления. Схемы изготовлены на основе SiGe БиКМОП-технологии.

Результаты разработки смесителя

В результате экспериментального моделирования были определены параметры КМОП транзисторов – число затворов N и ширина единичного затвора W . На рис. 1 представлена принципиальная схема разработанного смесителя. Трансформаторы T1 и T2 обеспечивают переход от дифференциального тракта к несимметричному и согласование с сопротивлени-

ем тракта 50 Ом. Элементы R1-R4, C1-C2, L1-L2 образуют цепи согласования тракта гетеродина. Для снижения требований к гетеродину и улучшению согласования на затворы транзисторов через трансформатор T2 и элементы R5 и C3 подается напряжение питания $V_{gg} = 0,5–1$ В. Конденсаторы C4 и C5 в тракте ПЧ выполняют функцию согласования и фильтрации.

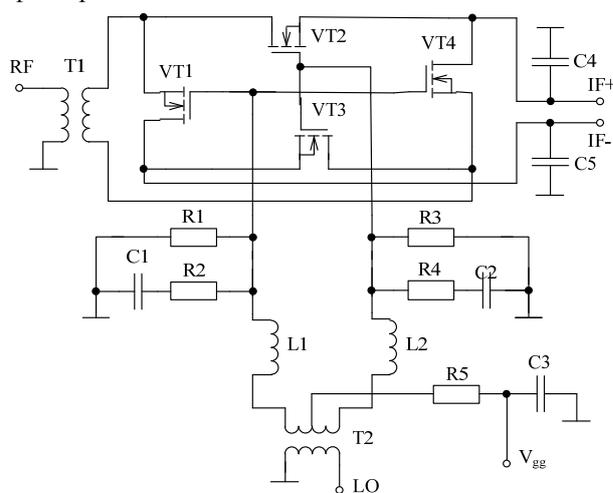


Рис. 1. Принципиальная схема двойного балансного смесителя на КМОП-транзисторах

МИС смесителя разработана и изготовлена на базе 0,25 мкм SiGe БиКМОП-технологии. На рис. 2, а приведена фотография кристалла МИС.

Для проведения измерений МИС в коаксиальном тракте был разработан измерительный макет, в котором МИС размещена на керамической подложке и соединена с СВЧ-разъемами. Измерения проводились при помощи 4-портового векторного анализатора цепей R&S ZNB с внешним генератором SMB100A. На рис. 2, б, в приведены результаты измерений коэффициента преобразования G_C и коэффициентов отражения по РЧ и ПЧ в зависимости от частоты при $P_{LO} = 20$ дБм, $f_F = 150$ МГц, а также зависимость G_C от входной мощности СВЧ-сигнала.

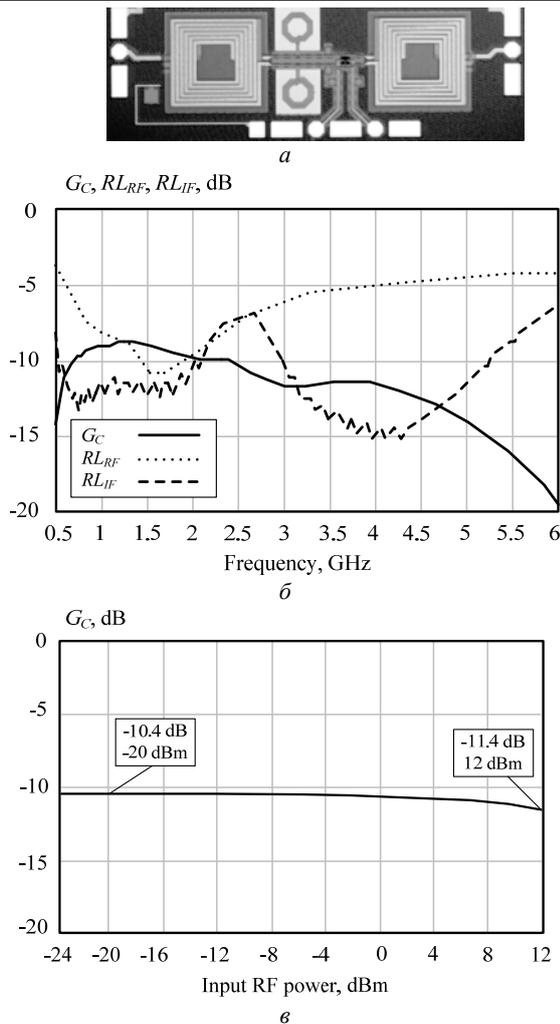


Рис. 2. Фотография фрагмента кристалла смесителя – *a*; *b* – измеренные частотные характеристики коэффициента преобразования G_C , коэффициентов отражения RL_{RF} и RL_{IF} ($P_{LO} = 20$ дБм, $f_{IF} = 150$ МГц); *в* – измеренная зависимость G_C от входной мощности РЧ сигнала при $P_{LO} = 15$ дБм, $f_{RF} = 1,5$ ГГц, $f_{IF} = 150$ МГц

Результаты разработки ЦАТТ

Типовая структурная схема ЦАТТ представляет собой каскадное включение различных секций ослабления (рис. 3). Количество секций и их уровень ослабления определяют глубину и шаг регулировки коэффициента передачи. Секция ЦАТТ обычно состоит из резистивного аттенюатора и ключей, включающих/выключающих данную секцию в РЧ-тракте. В качестве ключей интегральных ЦАТТ используют PIN-диоды и полевые (например, КМОП) транзисторы [5–8]. Для уменьшения габаритов и повышения степени интеграции ППМ цифровой драйвер управления и сам ЦАТТ целесообразно поместить на одном кристалле.

Требования к МИС ЦАТТ: диапазон частот $\Delta f = 0,1$ – $4,5$ ГГц; разрядность $n = 5$ бит; коэффициент передачи в открытом состоянии – максимально возможный; глубина регулировки $\Delta L = 30$ дБ; шаг ослабления – 1 дБ.

Структурная схема ЦАТТ с драйвером представлена на рис. 3. Для реализации МИС ЦАТТ вы-

браны П-, Т-образные и Т-мостовая секции и SPST-ключи, так как они обеспечивают меньшие габариты и приемлемые СВЧ-характеристики. Для компенсации фазовой конверсии в секции ослабления включают дополнительные фазосдвигающие цепи [3, 6, 7]. Добавление согласующих элементов в секции улучшает параметры всего ЦАТТ, уменьшает ошибку ослабления и паразитную фазовую конверсию. Управляющий код передается по последовательному интерфейсу SPI или непосредственно устанавливается на отдельных параллельных выводах.

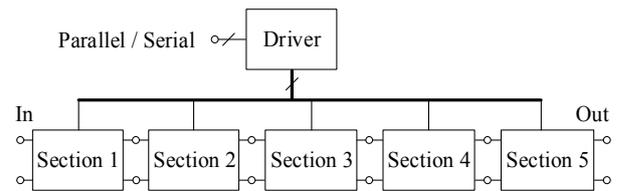


Рис. 3. Структурная схема ЦАТТ с драйвером управления

На рис. 4, *a* приведена фотография кристалла МИС ЦАТТ, изготовленного по 0,25 мкм SiGe БиКМОП-технологии, на рис. 4, *б* и 5 – результаты измерений СВЧ-характеристик.

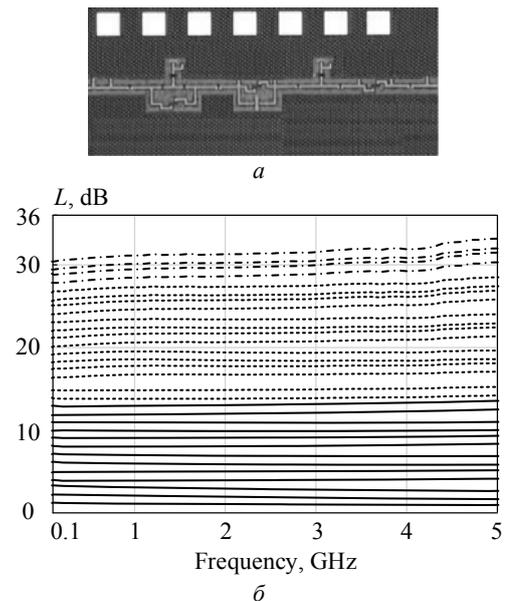


Рис. 4. Фотография фрагмента кристалла МИС ЦАТТ (*a*) и относительное затухание для всех состояний ЦАТТ (*б*)

Было проведено сравнение разработанной схемы и отечественных и зарубежных МИС ЦАТТ близких диапазонов частот, выполненных на основе КМОП-транзисторов [9–11]. Сравнение показывает, что для микросхем-аналогов верхняя частота рабочего диапазона не превышает 4 ГГц. Для разработанной МИС ЦАТТ эта частота выбрана равной 4,5 ГГц, чтобы перекрыть распространенный поддиапазон 3,6–4,2 ГГц. Разработанная схема может также использоваться в полосе частот до 6–8 ГГц при глубине регулировки 15 дБ и некотором ухудшении параметров.

Отечественный серийный аналог – МИС ЦАТТ 1338ХК8У [9] выполнена по схеме с дифференциальными входом и выходом и имеет частотный диапазон 0,1–1,5 ГГц. Применение в этой МИС встроенного усилительного каскада с целью компенсации потерь в кремниевых подложках приводит к возрастанию потребляемого тока и ухудшению динамики ЦАТТ. Разработанная нами МИС аттенюатора выполнена по схеме с несимметричными входом и выходом, т.е. не требует внешних трансформаторов и почти не потребляет мощность постоянного тока.

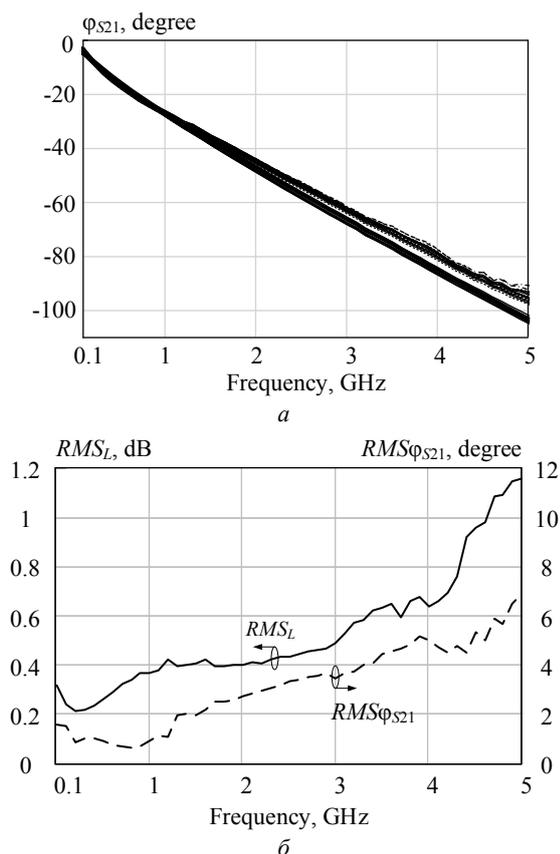


Рис. 5. Фазовый сдвиг для всех состояний ЦАТТ (а) и СКО по амплитуде и фазе для всех состояний ЦАТТ (б)

Коэффициент передачи разработанной МИС несколько лучше, чем у зарубежных микросхем компаний Maxim [10] и Mitsubishi Electric [11]. Например, на частоте 1 ГГц начальные потери в разработанном ЦАТТ составляют 3,1 дБ, у MAX2066 – 3,5 дБ, у МИС производства Mitsubishi Electric – 3,2 дБ.

Заключение

В данной статье представлены результаты разработки двух широкополосных микросхем для частотного диапазона 1–4,5 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS-технологии – двойного балансного смесителя и цифрового аттенюатора с разрядностью 5 бит. Обе схемы изготовлены и исследованы экспериментально. Параметры микросхем соответствуют отечественным и зарубежным аналогам.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Томской области в рамках научного проекта № 16-47-700286 «Анализ, исследование и разработка перспективных радиотехнических систем и устройств силовой электроники для робототехнических комплексов космического, воздушного, морского и наземного базирования».

Литература

1. Bahl I.J. Control Components Using Si, GaAs, and GaN Technologies. – Boston: Artech House, 2014. – 310 p.
2. Bettidi A. et al. X-Band Transmit/Receive Module MMIC Chip-Set Based on Emerging GaN and SiGe Technologies // IEEE Symp. on Phased Array Syst. and Tech. – 2010. – P. 250–255.
3. Dinc T. et al. X-band SiGe bi-complementary metal-oxide semiconductor transmit/receive module core chip for phased array RADAR applications // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2015. – Vol. 9, № 9. – P. 948–956.
4. Wang X., Dengi A., Kiaei S. A high IIP3 X-band BiCMOS mixer for radar applications // Proc. of Int. Symp. on Circuits and Systems. – 2004. – Vol. 1. – P. 113–116.
5. Chen J.-H. et al. A 15–50 GHz broadband resistive FET ring mixer using 0,18 μm CMOS technology // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. – 2010. – P. 784–787.
6. Zhang Y. et al. A 5-bit lumped 0,18-μm CMOS step attenuator with low insertion loss and low phase distortion in 3–22 GHz applications // Microelectronics Journal. – 2014. – Vol. 45, № 4. – P. 468–476.
7. Баров А.А., Кондратенко А.В. GaAs МИС дискретных фазовращателя и аттенюатора для ПИМ АФАР космического применения // Матер. 22-й междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2012. – С. 91–92.
8. Баров А.А., Кондратенко А.В., Хохол Д.С. GaAs МИС управляемого СВЧ-аттенюатора диапазона 0–20 ГГц // Доклады ТУСУРа. – 2010. – Т. 22, № 2. – С. 187–189.
9. Аттенюатор L-диапазона 1338ХК8У. URL: <http://www.mri-progress.ru/products/bis-i-sbis/svch-mnogo-funktionalnye/att-l-diapazona-1338khk8u> (дата обращения: 01.05.2016).
10. SiGe BiCMOS High-linearity digital VGA MAX2066. URL: <https://www.maximintegrated.com> (access date 01.05.2016).
11. Suematsu N., Kageyama C., Nakajima K. Broad-Band SiGeBiCMOS RF Circuits for 0.8GHz-5.2GHz Wireless Applications // Information Technology R&D Center, Mitsubishi Electric Corp., Japan.

А.Е. Горяинов, И.М. Добуш, А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, Д.А. Жабин

Автоматизированное проектирование двухкаскадного буферного усилителя диапазона 1–5 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS-технологии

Представлен процесс автоматизированного структурно-параметрического синтеза принципиальной схемы буферного усилителя диапазона 1–5 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS-технологии с использованием программы синтеза СВЧ-транзисторных усилителей (ТУ) Geneamp на основе генетических алгоритмов. Особенно реализованного в программе Geneamp-подхода является возможность синтеза с использованием параметрических моделей электронных компонентов выбранной технологии изготовления. В работе проведена оценка влияния использования параметрических моделей на общее время синтеза СВЧ ТУ.

Ключевые слова: СВЧ-монокристалльные интегральные схемы, проектирование СВЧ-устройств, транзисторный усилитель, структурно-параметрический синтез, САПР.

В работах [1–3] был предложен и исследован подход к автоматизированному структурно-параметрическому синтезу СВЧ-линейных и малошумящих транзисторных усилителей (ТУ) на основе генетического алгоритма (ГА). Данный подход был реализован в программе Geneamp и успешно использовался для синтеза монокристалльных интегральных схем малошумящих усилителей (МИС МШУ) [3]. Так, для синтеза однокаскадных МИС МШУ с использованием программы Geneamp требуется порядка 10–20 мин, двухкаскадных – 30–60 мин. В работе [3] описывается модификация программы, позволяющая применять в процессе синтеза не только идеализированные модели, но и параметрические модели СВЧ-компонентов, представленные в виде набора измерений параметров рассеяния или в виде эквивалентных схем. Однако в представленных работах не проведен анализ влияния использования параметрических моделей СВЧ-компонентов на время синтеза МИС МШУ в сравнении с синтезом на идеализированных моделях СВЧ-компонентов.

В данной работе представлен пример автоматизированного структурно-параметрического синтеза двухкаскадного буферного усилителя (БУ) диапазона 1–5 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS-технологии изготовления. Буферный усилитель предназначен для использования в универсальном многоканальном приёмопередающем модуле (ППМ) L-, S-, C-диапазонов [4, 5]. Проектирование выполнено с применением программы автоматизированного структурно-параметрического синтеза Geneamp. В процессе синтеза использовались идеализированные модели резистора, конденсатора и микрополосковой линии, а также параметрическая модель спиральной катушки индуктивности.

Требования к проектируемому буферному усилителю

Исходные требования к характеристикам усилителя представлены в табл. 1. Расчет значений частотных характеристик при синтезе БУ проводился в 30 частотных точках, расположенных в диапазоне частот 0,3–17 ГГц. Ограничение на коэффициент

устойчивости ($k > 1$) контролировалось в диапазоне частот 0,3–17 ГГц.

Таблица 1

Исходные требования к характеристикам БУ

Параметр	Значение
Диапазон частот Δf , ГГц	1–5
Коэффициент усиления $G \pm \Delta G$, дБ	$17,5 \pm 0,7$
Коэффициент шума NF , дБ	$\leq 3,5$
Модули входного и выходного коэффициентов отражения $ S_{11} $ и $ S_{22} $, дБ	≤ -10
Коэффициент устойчивости k	> 1
Количество каскадов БУ	2
Ширина затвора BiCMOS-транзистора в первом каскаде, мкм	72
Рабочая точка BiCMOS-транзистора в первом каскаде, В/мА	2,5/20
Ширина затвора BiCMOS-транзистора во втором каскаде, мкм	144
Рабочая точка BiCMOS-транзистора во втором каскаде, В/мА	2,5/40

Согласно методике структурно-параметрического синтеза, приведённой в [1], для запуска процесса синтеза необходимо указать ограничения на структуру усилителя и диапазоны варьирования параметров элементов. К структуре БУ были представлены следующие требования:

- согласующе-корректирующие цепи (СКЦ) на входе и выходе должны содержать не более четырёх элементов, межкаскадная согласующая цепь (СЦ) – не более пяти;
- СЦ должны содержать разделительные конденсаторы, элементы подачи напряжений питания и смещения на транзистор;
- обязательные последовательные пассивные блоки (ПБ) на входе и выходе активного блока должны содержать один элемент: катушку индуктивности или микрополосковую линию;
- допускаются трёхэлементные ПБ последовательной обратной связи (ОС) в усилительных каскадах с обязательным включением конденсатора;
- во всех СКЦ допускаются все возможные типы пассивных элементов.

Также были заданы следующие диапазоны варьирования параметров пассивных элементов:

- идеализированная модель резистора (1–10 000 Ом);
- идеализированная модель конденсатора (0,05–10 пФ);
- параметрическая модель катушки индуктивности (0,7–14,7 нГн);
- микрополосковая линия с варьруемыми параметрами волнового сопротивления (42–82 Ом) и физической длины (20–200 мкм), фиксированными параметрами эффективной диэлектрической проницаемости $E_{\text{эфф}}$ 3,5, потерями 128 дБ/м и частотой масштабирования потерь 5 ГГц.

При синтезе использовались стандартные параметры ГА и ЦФ (табл. 2).

Таблица 2

Параметры генетического алгоритма и ЦФ

Число особей	50
Число популяций	10
Оператор селекции	Панмиксия
Оператор кроссовера	2-точечный
Вероятность мутации	2%
Целевая функция	Симметричная R-функция
Нормировка	Используется

Результаты синтеза СВЧ-буферного усилителя с использованием программы Geneamp

Всего проведено десять запусков синтеза, где критерием остановки являлось ограничение по времени одного запуска не более 30 мин. В табл. 3 и на рис. 1 представлены принципиальные схемы, полученные в результате автоматизированного синтеза.

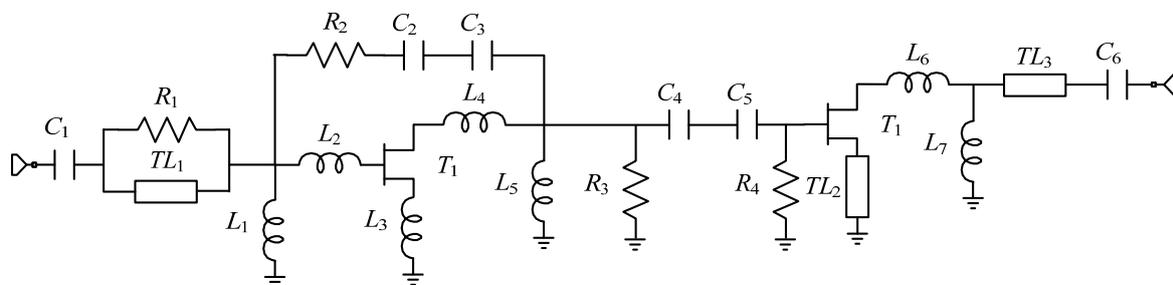


Рис. 1. Принципиальная схема автоматически синтезированного БУ диапазона 1–5 ГГц

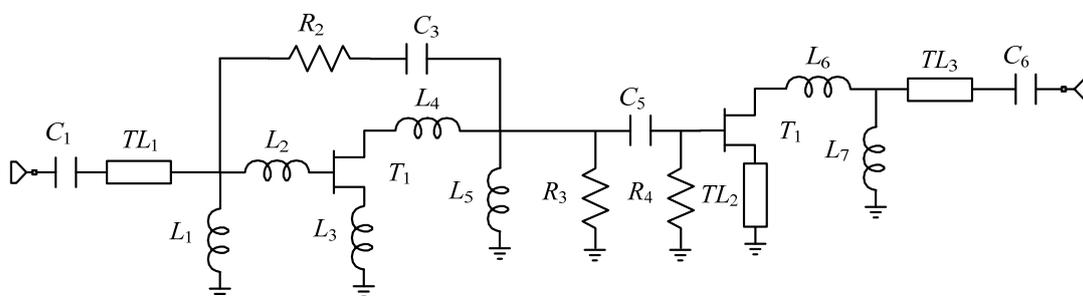


Рис. 2. Принципиальная схема синтезированного БУ диапазона 1–5 ГГц после структурной оптимизации

Результаты моделирования показывают, что характеристики спроектированного устройства удовлетворяют изначальным требованиям к БУ в необходимом диапазоне частот. Также стоит отметить, что

Таблица 3

Параметры синтезированных БУ диапазона 1–5 ГГц

Номер запуска	$G \pm \Delta G$, дБ	NF , дБ	$ S_{11} $, дБ	$ S_{22} $, дБ	k
1	17,72±0,24	3,15	-7,25	-9,51	2,57
2	17,16±0,35	3,34	-10,02	-10,01	2,61
3	18,00±0,45	4,46	-11,59	-11,54	2,07
4	17,5±0,7	3,5	-10,07	-10,2	1,12
5	17,32±0,24	3,24	-9,68	-9,93	2,3
6	17,71±0,17	4,78	-9,38	-10,21	2,62
7	16,00±2,39	3,13	-8,97	-9,71	2,39
8	17,78±0,7	2,82	-10,06	-8,98	2,27
9	17,69±0,48	3,91	-7,55	-9,36	1,86
10	17,34±0,37	3,1	-9,79	-10,96	2,44

Как следует из табл. 3, характеристики синтезированных БУ близки к предъявляемым требованиям (см. табл. 1), при этом несколько полученных решений полностью им соответствуют. Стоит отметить отсутствие последовательной обратной связи у ряда синтезированных схем, что положительно влияет на выходную мощность усилителя.

К недостаткам полученных решений стоит отнести дублирование элементов в СКЦ, а также сложную для практической реализации структуру входной СКЦ. В результате для дальнейшей доработки была выбрана схема, полученная в ходе запуска № 3 (см. рис. 1). После экспорта схемы в САПР AWR Microwave Office указанные недостатки были устранены, а также проведена дополнительная параметрическая оптимизация значений элементов. Результирующая схема и рассчитанные в САПР частотные характеристики полученного БУ представлены соответственно на рис. 2, 3.

несмотря на ограничение времени синтеза в 30 мин, реальное время получения решений во всех десяти запусках составляет не более 15–20 мин, после чего структура усилителей оставалась неизменной и из-

менялись только варьируемые параметры пассивных элементов схемы.

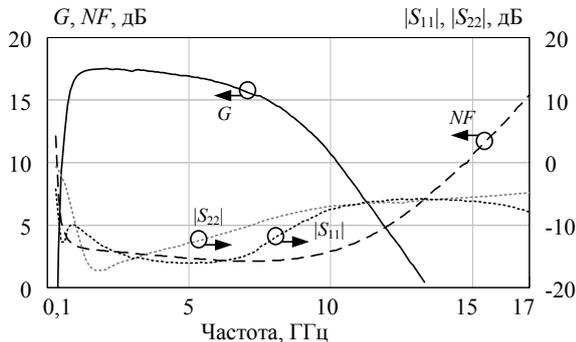


Рис. 3. Частотные характеристики БУ диапазона 1–5 ГГц

Заключение

В настоящей статье представлен пример автоматизированного структурно-параметрического синтеза двухкаскадного буферного СВЧ-усилителя с использованием программы Geneamp [3] и параметрических моделей. Следует также отметить, что время структурно-параметрического синтеза на основе ГА с применением параметрических моделей элементов сопоставимо со временем структурно-параметрического синтеза с применением идеализированных моделей СВЧ-компонентов и в случае использования программы Geneamp составляет порядка 10–30 мин.

Работа выполнена в рамках проекта № 16-47-700286 «Анализ, исследование и разработка перспективных радиотехнических систем и устройств

силовой электроники для робототехнических комплексов космического, воздушного, морского и наземного базирования», получившего поддержку по результатам конкурса «Конкурс проектов фундаментальных научных исследований, проводимый РФФИ и субъектами Российской Федерации».

Литература

1. Калентьев А.А., Гарайс Д.В., Бабак Л.И., Коколов А.А., Добуш И.М. Структурный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием параметрических моделей монолитных элементов // Матер. 22-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). – Севастополь, 2012. – С. 131–132.
2. Babak L.I., Kokolov A.A., Kalentyev A.A., Garays D.V. A new Genetic-Algorithm-Based Technique for Low Noise Amplifier Synthesis // EUROPEAN MICROWAVE WEEK 2012 October 28th – November 2nd 2012. – Amsterdam RAI, The Netherlands, 2012.
3. Гарайс Д.В., Калентьев А.А., Добуш И.М., Жабин Д.А., Горяинов А.Е., Сальников А.С., Бабак Л.И. Программа автоматизированного проектирования СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма // Автоматизация в промышленности. – 2015, №9. – С. 39–44.
4. Dinc T. et al. X-band SiGe bi-complementary metal-oxide semiconductor transmit/receive module core chip for phased array RADAR applications // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2015. – Vol. 9, № 9. – P. 948–956.
5. Разработка SiGe СВЧ МИС цифрового аттенюатора и программно-аппаратного стенда для тестовых испытаний // Матер. 26-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). – Севастополь. – 2016. – С. 2063–2068.

УДК 681.5.08

А.С. Сальников, Д.В. Гарайс, А.А. Калентьев, А.Е. Горяинов, Ф.И. Шеерман, И.М. Добуш, Ю.А. Светличный

Разработка программно-аппаратного стенда для управления СВЧ МИС цифрового аттенюатора при зондовых измерениях

Представлены результаты разработки программно-аппаратного стенда для управления состояниями вносимого ослабления СВЧ-монолитной интегральной схемы (МИС) пятиразрядного цифрового аттенюатора (ЦАТТ) в режиме параллельного и последовательного кода при зондовых измерениях.

Ключевые слова: СВЧ-монолитная интегральная схема, программно-аппаратный стенд, зондовые измерения, цифровой аттенюатор, драйвер управления.

К основным электрическим характеристикам СВЧ-цифрового аттенюатора (ЦАТТ) относятся: коэффициент передачи в опорном состоянии K_{P0} ; диапазон вносимых ослаблений ΔL ; шаг ослабления L_{st} ; коэффициенты отражения по входу и выходу; среднеквадратичные ошибки (СКО) вносимого ослабления и фазового сдвига (RMS_L и $RMS_{\phi_{S21}}$); входные мощности по уровню $P_{1дБ}$ и IP_3 .

Особенностью тестовых испытаний ЦАТТ является измерение его СВЧ-характеристик в различных состояниях вносимого ослабления при син-

хронном изменении сигналов управления (последовательный или параллельный код). Количество состояний определяется разрядностью ЦАТТ, для серийных аттенюаторов значение состояний варьируется от 32 до 128. Стоит отметить, что процесс измерения даже нескольких образцов ЦАТТ является чрезвычайно трудозатратным и его практически невозможно представить без средств автоматизации.

В данной работе представлены результаты разработки программно-аппаратного стенда для управления SiGe BiCMOS МИС ЦАТТ диапазона 0,1–

4,5 ГГц [1, 2] при зондовых измерениях в режиме параллельного и последовательного кода.

Краткое описание измеряемой МИС ЦАТТ

СВЧ МИС ЦАТТ [1, 2], изготовленная на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS-технологии, содержит пять секций ослабления, а также драйвер управления (рис. 1). Основные параметры ЦАТТ: диапазон рабочих частот $\Delta f = 0,1\text{--}4,5$ ГГц; разрядность $n = 5$ бит; $\Delta L = 30$ дБ; $L_{st} = 1$ дБ.

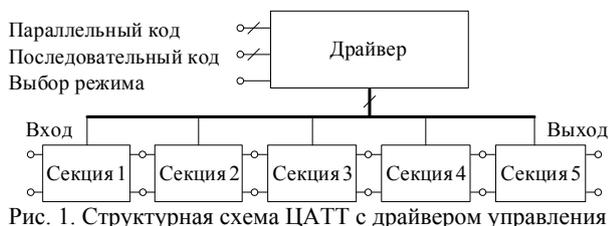


Рис. 1. Структурная схема ЦАТТ с драйвером управления

Драйвер обеспечивает управление ЦАТТ в режиме параллельного или последовательного кода. Выбор режима работы осуществляется подачей сигнала на соответствующий вход МИС (уровень логического нуля – последовательный режим; логической единицы – параллельный). Также в драйвере управления предусмотрены функции фиксации состояния аттенюатора и асинхронный сброс ЦАТТ в опорное состояние.

Работа в режиме последовательного кода осуществляется через трехпроводной SPI-совместимый интерфейс. Состояние аттенюатора кодируется последовательностью из 8 бит (3 бита зарезервированы для будущих применений). Запись в последовательно-параллельный регистр очередного бита осуществляется по положительному фронту тактового сигнала. По положительному фронту сигнала значения из последовательно-параллельного регистра загружаются в аттенюатор, изменяя его состояние. Состояние аттенюатора фиксируется до прихода следующего положительного фронта.

В режиме параллельного кода работа возможна как с фиксацией состояния, так и в режиме непосредственного управления.

Программно-аппаратный стенд для управления МИС ЦАТТ при зондовых измерениях

На рис. 2 приведена структурная схема разработанного программно-аппаратного стенда для управления состояниями вносимого ослабления МИС ЦАТТ при зондовых измерениях S -параметров.

Состав стенда: зондовая станция с СВЧ-зондами; многоконтактный (МК) зонд для подачи напряжения питания, а также сигналов последовательного или параллельного кода на драйвер управления ЦАТТ; векторный анализатор цепей (ВАЦ); отладочная плата с преобразователем логических уровней (5/2,5 В) и светодиодной индикацией, соответствующей установленной 8-битной последовательности состояния ЦАТТ; плата с микроконтроллером, подключаемая посредством USB-интерфейса к персональному компьютеру (ПК); программное обеспечение (ПО) для управления ЦАТТ, а также для рас-

чета и графического просмотра значений СКО по амплитуде и фазе для всех состояний ЦАТТ.

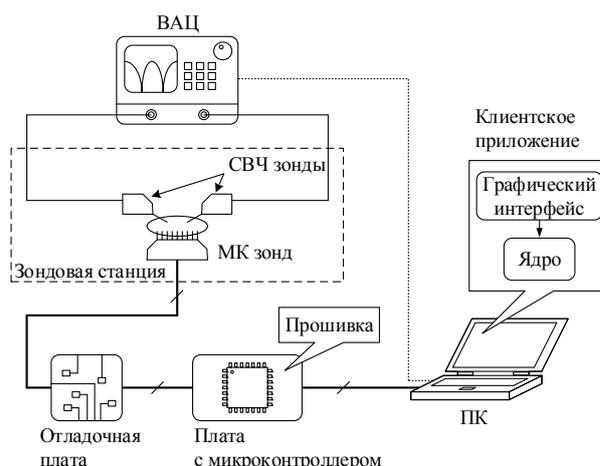


Рис. 2. Структурная схема программно-аппаратного стенда для зондовых измерений S -параметров МИС ЦАТТ

В качестве примера на рис. 3 приведены полученные результаты типовых измерений СВЧ-характеристик МИС ЦАТТ.

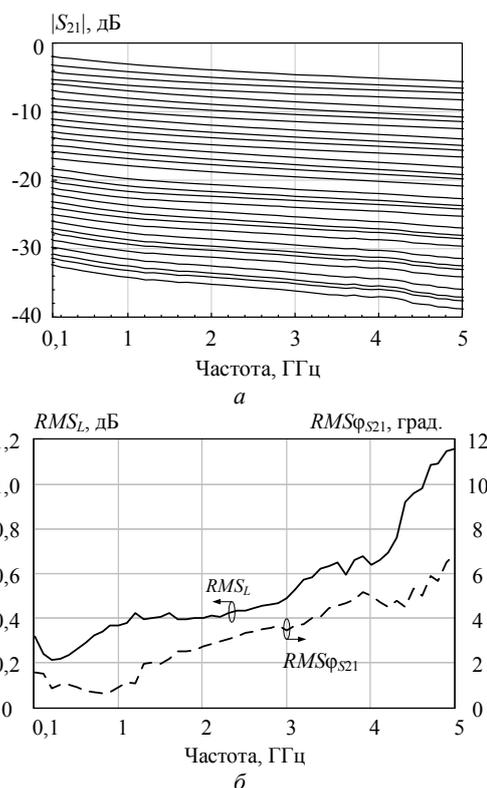


Рис. 3. Коэффициент передачи для всех состояний ЦАТТ (а), СКО по амплитуде и фазе (б)

Программную часть измерительного стенда можно условно разделить на две группы: 1) клиентское приложение – позволяет оператору управлять подачей напряжения питания ЦАТТ, проводить выбор режима работы драйвера управления (последовательный, параллельный с фиксацией, параллельный без фиксации), устанавливать значение вносимого ослабления, проводить расчет СКО по амплитуде и фазе по измеренным S -параметрам; 2) про-

грамма для управления микроконтроллером (прошивка) – в зависимости от команд клиентского приложения микроконтроллер обеспечивает управление драйвером ЦАТТ в режиме последовательного или параллельного кода.

На рис. 4 приведен скриншот диалогового окна клиентского приложения программно-аппаратного стенда для управления состояниями вносимого ослабления МИС ЦАТТ.

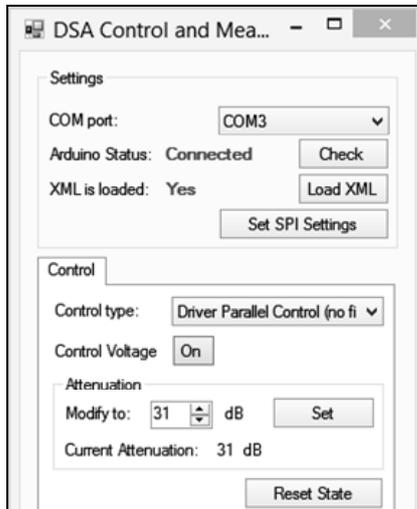


Рис. 4. Диалоговое окно клиентского приложения для управления состояниями вносимого ослабления ЦАТТ

Заключение

Таким образом, в работе приведены результаты разработки программно-аппаратного стенда для

управления состояниями вносимого ослабления СВЧ МИС пятиразрядного ЦАТТ в режиме параллельного и последовательного кода при зондовых измерениях.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Томской области в рамках научного проекта № 16-47-700286 на тему «Анализ, исследование и разработка перспективных радиотехнических систем и устройств силовой электроники для робототехнических комплексов космического, воздушного, морского и наземного базирования», получившего поддержку по результатам конкурса «Конкурс проектов фундаментальных научных исследований, проводимый РФФИ и субъектами Российской Федерации».

Литература

1. Добуш И.М. Разработка монолитных интегральных схем цифрового аттенуатора и смесителя диапазона 1–4,5 ГГц на основе SiGe-технологии / И.М. Добуш, А.А. Кокотов, Ф.И. Шеерман, А.С. Сальников, М.Л. Шевляков, Р.К. Собынин, Л.И. Бабак // Сб. трудов 26-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2016. – Т. 1. – С. 214–220.
2. Dobush I.M. Design and Measurement of 0,1–4,5 GHz SiGe BiCMOS MMIC Digital Step Attenuator / I.M. Dobush, F.I. Sheyerman, L.I. Babak, A.S. Salnikov, A.A. Kalentyev, D.V. Garays, A.E. Goryainov, R.K. Sobyainin // 13th International scientific technical conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE). – 2016. – Vol. 1. – P. 94–96.

О.Н. Минин, Н.А. Торхов, В.А. Новиков, Л.И. Бабак

Физическое моделирование и расчет тепловых параметров гетероструктурного транзистора на основе GaN/AlGaN с учетом процессов токопереноса

Проведено физическое двумерное моделирование распределения температуры и её максимального значения в канале сток-исток одноканального мощного AlGaN/GaN-транзистора с высокой подвижностью электронов (НЕМТ). Особенностью моделирования является учет вместе с собственно тепловыми механизмами, а также процессов токопереноса в транзисторе. Описывается выбор физических моделей для такого моделирования с использованием САПР Synopsys TCAD Sentaurus. В результате показано, что значительное влияние на тепловые параметры транзистора оказывает конструкция буферного слоя гетероэпитаксиальной AlGaN/GaN-структуры. На этой основе предложена оптимизированная конструкция буферного слоя, позволяющая обеспечить минимальную температуру в подзатворной области исследуемых AlGaN/GaN НЕМТ.

Ключевые слова: нитрид галлия, НЕМТ, физическое моделирование, тепловые эффекты, температура канала, гетероструктура, оптимизация.

Важной проблемой при моделировании, разработке и производстве мощных СВЧ AlGaN/GaN НЕМТ-транзисторов (далее – НЕМТ) является сильный разогрев их подзатворной области, приводящий к деградации приборных характеристик, снижению надежности транзисторов и преждевременному выходу из строя. В большинстве случаев разогрев и связанные с ним тепловые эффекты в СВЧ AlGaN/GaN НЕМТ во многом определяются конст-

рукцией и качеством гетероэпитаксиальных НЕМТ-структур.

В настоящее время интенсивно развиваются численные методы физического моделирования полупроводниковых приборов, реализованные в физико-технологических САПР (например, Synopsys TCAD Sentaurus). Это позволило ведущим мировым производителям накопить определенный опыт по применению физических моделей и методов моде-

лирования приборов с учетом процессов токопереноса для исследования температурных режимов работы СВЧ AlGaIn/GaN HEMT [1, 2]. В результате были разработаны конструкции гетероэпитаксиальных структур, позволяющие создавать мощные высоконадежные AlGaIn/GaN HEMT, способные работать при повышенных температурах подложки (>300 °C).

К сожалению, подробное описание используемых моделей и методов, а также самих конструкций гетероэпитаксиальных структур в открытой литературе не приводится, так как является «ноу-хау» предприятий. Таким образом, задача исследования физических моделей, методов моделирования процессов и их применения для расчета температурных режимов работы СВЧ AlGaIn/GaN HEMT и конструирования гетероэпитаксиальных структур является актуальной.

В настоящей работе рассматриваются основные механизмы, которые должны быть учтены при моделировании распределения температуры в GaN-транзисторе с учетом процессов токопереноса. Кратко описаны выбор и адаптация физических моделей и методов для такого моделирования с использованием САПР Synopsys TCAD Sentaurus. Проведено исследование влияния конструкции буферных слоев (bufferlayer) отечественных гетероэпитаксиальных структур на температурные режимы работы одноканальных AlGaIn/GaN HEMT, выполнена оптимизация этих слоев.

Основные физические модели

Для моделирования температурных режимов СВЧ HEMT-транзисторов при реальной работе недостаточно рассматривать только тепловые механизмы и температурные параметры слоев гетероэпитаксиальной AlGaIn/GaN-структуры. Дело в том, что длины затворов транзисторов обычно соизмеримы с длиной каналов. Это приводит к тому, что неоднородное пространственное распределение плотностей электронных и дырочных токов, определяющих рассеиваемую в транзисторе мощность, занимает достаточно протяженную область вокруг затвора. Как следствие, объем полупроводника, в котором неоднородно рассеивается мощность и выделяется основное тепло, не может рассматриваться в виде точечного источника тепла.

Таким образом, для точного моделирования тепловых явлений в AlGaIn/GaN HEMT, наряду с собственно тепловыми механизмами (теплопередача), необходимо учитывать процессы токопереноса в транзисторе, в том числе пространственное распределение плотностей электронных и дырочных токов, а также связанные с ним сопутствующие электрофизические эффекты.

В AlGaIn/GaN HEMT к подобным электрофизическим эффектам, оказывающим значительное влияние на токоперенос и, как следствие, на механизмы выделения и распространения тепла в области рассеивания мощности и за ее пределами, относятся: а) кинетические эффекты переноса носителей электрических зарядов в сильных электрических полях; б) пьезоэффекты, связанные с наведенной и

спонтанной поляризацией кристаллической решетки гетероэпитаксиальной структуры в области канала транзистора.

Исходя из сказанного, при моделировании температурных режимов СВЧ HEMT-транзисторов с учетом токопереноса были выбраны, исследованы и адаптированы следующие модели физических процессов, имеющиеся в САПР Synopsys TCAD Sentaurus.

1. Гидродинамическая модель переноса носителей заряда. Является наиболее распространенной моделью для расчетов приборов на основе эпитаксиальных структур. В этой модели плотности тока электронных и дырочных носителей определяются гидродинамическими уравнениями в частных производных. Последние уравнения учитывают вклад, обусловленный: числом пространственных состояний электрического потенциала; электронном сродством и шириной запрещенной зоны; градиентом концентраций; температурой носителей; градиентов и пространственного изменения эффективных масс [4].

2. Термоэмиссионная модель переноса носителей заряда. Используется для описания переноса носителей заряда через области гетеропереходов.

Заметим, что использование указанных моделей (гидродинамической и термоэмиссионной) для расчета токопереноса в гетероэпитаксиальных структурах с двумерным (2D) электронным газом оправдано для больших (>1 мкм) расстояний сток-исток и больших (0,5–1,0 мкм) длин затворов. В таком случае процесс переноса носителей электрических зарядов может быть представлен диффузионным механизмом, где не учитываются баллистические и квантовые эффекты. При этом движущейся в электрическом поле группе 2D-электронов можно приписать некоторую групповую скорость, определяемую их подвижностью [4].

3. Модель подвижности носителей заряда Аро-ра для полупроводников группы $A^{III}B^{IV}$. Используется в основном для описания подвижности электронов и дырок в слабых электрических полях при их групповом движении. Поэтому эта модель может быть успешно применена для описания движения электронов и дырок в прилегающих к основному гетеропереходу с 2D-электронным газом областях гетероэпитаксиальной структуры с низким уровнем электрических полей [4].

4. Известно, что мощные AlGaIn/GaN HEMT работают при больших смещениях сток-исток (>28 В) и больших пробивных напряжениях ($>>100$ В), что приводит к возникновению значительных по модулю напряженностей электрических полей на основном гетеропереходе в области канала транзистора. В таких структурах указанные поля дополнительно усиливаются электрическими полями векторов спонтанной и наведенной поляризации. Поэтому для моделирования групповых скоростей электронов и дырок в областях гетеропереходов, в которых действуют сильные электрические поля, необходимо использование специальных моделей подвижности, например модели Canali [4].

5. Как уже указывалось выше, векторы спонтанной и наведенной поляризации способны значи-

тельно влиять на возникающие в HEMT-гетероструктурах GaN/AlGaN под действием внешней электродвижущей силы электрические поля. Это приводит к значительному искажению энергетической диаграммы и изменению групповой скорости электронов. Поэтому при моделировании AlGaN/GaN HEMT часто используют модель деформации с заданным определенным образом тензором спонтанной поляризации [4].

Моделирование полупроводниковых приборов в САПР Synopsys TCAD Sentaurus

Моделирование любого полупроводникового прибора в САПР Synopsys TCAD Sentaurus производится в следующем порядке:

1. Ввод структуры прибора и описания физических моделей
2. Разбиение полупроводниковой структуры на конечное число узлов сетки.
3. Автоматическое составление на основе метода конечных элементов системы дифференциальных уравнений в частных производных и её линейаризация методом Ньютона (число уравнений равно числу точек разбиения структуры).
4. Решение полученной системы линейных алгебраических уравнений и расчет приборных характеристик AlGaN/GaN HEMT. В результате получаем искомые параметры (плотность тока, заряда и др.) в каждой точке сетки.
5. Обработка и представление результатов моделирования.

Моделирование температурных режимов AlGaN/GaN HEMT для разных конструкций гетероэпитаксиальных структур

В работе исследовались AlGaN/GaN HEMT-транзисторы, сформированные на изолирующих теплопроводящих подложках из карбида кремния 6H-SiC{0001}, изменяемым объектом в которых являлась конструкция буферных слоев. Остальные элементы конструкции оставались неизменными.

Паспорт (описание конструкции) исходной гетероэпитаксиальной структуры (№ 1) представлен в табл. 1.

Таблица 1

Паспорт гетероструктуры № 1

Состав слоя	Уровень легирования, см ⁻³	Толщина слоя, нм
i-Al _{0,25} Ga _{0,75} N	Нелегированный	4
n-Al _{0,25} Ga _{0,75} N:Si	4E18	15
i-Al _{0,25} Ga _{0,75} N	Нелегированный	3
i-AlN	Нелегированный	1
i-GaN	Нелегированный	1500
SiC-подложка	Полуизолирующая	100 мкм

На рис. 1 представлено изображение поперечного сечения моделируемой двумерной структуры одноканального транзистора с длиной затвора $L = 1$ мкм и наложенной сетки. Задание произвольной формы элементов сетки (рис. 1) позволяет экономить время и ресурсы ЭВМ, так как возможно прореживание сетки в тех местах, где высокая точ-

ность не важна [3]. Однако от плотности сетки напрямую зависит точность расчетов. По этой причине в области канала транзистора, имеющей большую важность, необходимо делать наиболее мелкую сетку.

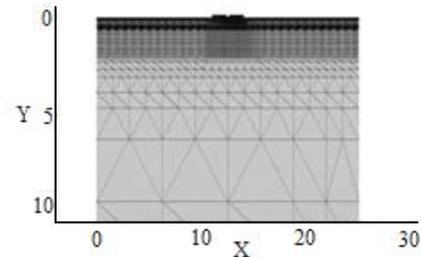
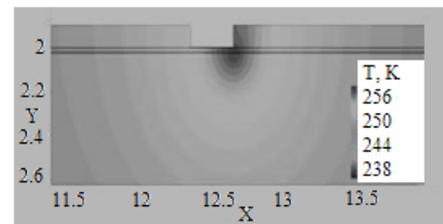


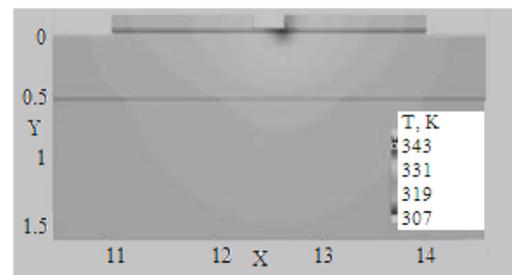
Рис. 1. Моделируемая 2D-структура GaN-транзистора с наложенной на нее сеткой

Исследование тепловых явлений в GaN-транзисторах для всех рассматриваемых ниже случаев осуществлялось в одинаковых режимах по постоянному току (напряжение сток-исток $U_{ds} = 24$ В, ток стока $I_{ds} \approx 200$ мА). Это соответствует АВ-режиму работы мощного транзистора при усилении высокочастотного сигнала с полным размахом.

Результаты моделирования распределения температуры в AlGaN/GaN HEMT для исходной отечественной гетероэпитаксиальной структуры № 1 без подложки из карбида кремния и с ней показаны на рис. 2. Видно заметное положительное влияние подложки на тепловой режим работы AlGaN/GaN HEMT. Добавление подложки 6H-SiC{0001} привело к уменьшению температуры в подзатворной области с 85 до 70 °С.



а



б

Рис. 2. Распределение тепла в транзисторе на основе исходной структуры № 1: а – без подложки; б – с подложкой из карбида кремния

Проведенные численные эксперименты позволили исследовать влияние конструкции отечественных гетероструктур на температурный режим работы AlGaN/GaN HEMT, а также определить опти-

мальные параметры конструкции. В табл. 2 приведено описание оптимизированной гетероэпитаксиальной структуры (№ 2).

Таблица 2
Паспорт гетероструктуры № 2

Состав слоя	Уровень легирования, см ⁻³	Толщина слоя, нм
i-Al _{0,25} Ga _{0,75} N	Нелегированный	4
n-Al _{0,25} Ga _{0,75} N:Si	4E18	15
i-Al _{0,25} Ga _{0,75} N	Нелегированный	3
i-AlN	Нелегированный	1
i-GaN	Нелегированный	500
i-AlN	Нелегированный	15
SiC-подложка	Полуизолирующая	100 мкм

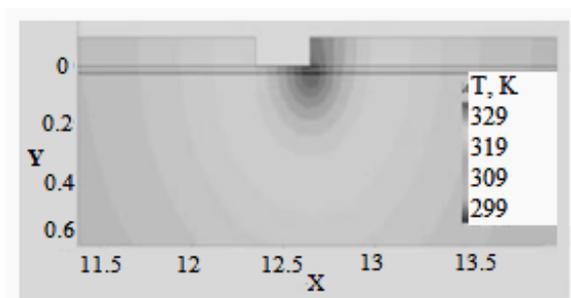


Рис. 3. Распределение тепла в транзисторе на основе оптимизированной структуры № 2

Оптимизация конструкции гетероэпитаксиальной структуры достигалась посредством утонения в три раза буферного слоя i-GaN и добавления зародышевого слоя i-AlN (см. табл. 2). Зародышевый слой необходим для качественного выращивания более тонких слоев i-GaN.

На рис. 3 представлены результаты моделирования температурного режима AlGaN/GaN HEMT с оптимизированной конструкцией гетероэпитаксиальных слоев. Максимальная температура подзатворной области для таких транзисторов составила 56 °С, что заметно ниже, чем во всех предыдущих случаях.

Выводы

Анализ процессов и выбор физических моделей в САПР Synopsys TCAD Sentaurus позволили осуществить двухмерное физическое моделирование тепловых режимов одноканального AlGaN/GaN HEMT с учетом эффектов токопереноса. Показано значительное влияние конструкции буферных слоев на распределение температуры в транзисторе при работе в АВ-режиме по переменному току. Оптимизация конструкции буферного слоя гетероэпитаксиальной структуры позволила понизить максимальную температуру в подзатворной области исследуемых AlGaN/GaN HEMT до 56 °С.

Литература

1. Freeman J.C., Mueller W. Channel Temperature Determination for AlGaN/GaN HEMTs on SiC and Sapphire. NASA/TM-2008-215444. Available electronically at <http://gltrs.grc.nasa.gov>
2. Барр Б., Буркхард Д. Ресурсные испытания мощных GaN транзисторов на подложке SiC (при высокой температуре и большой мощности СВЧ). M/A-COM Technology Solutions RF Power Products Group (США); пер. А. Данилова // Современная электроника. – 2013. – Т. 6. – С. 72–75.
3. Рычков С.П. Моделирование конструкций в среде Femap with NX Nastran. – М.: ДМК-Пресс, 2013. – 784 с.
4. ISE TCAD Release 12. User's manual. – 2013.

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

С.В. Харитонов, В.Н. Давыдов, Н.Э. Лугина

Флуктуационные свойства поликристаллического n-CdSe при корпускулярно-полевом воздействии

По теоремам Ван дер Зила и Лэкса вычислены времена жизни носителей заряда и их дисперсия за счет перезарядки примесно-дефектных состояний. Показано, что времена жизни убывают по мере приближения состояния к дну зоны проводимости, а зависимость дисперсии от напряжения монотонно возрастает с насыщением. Засветка смещает зависимость в сторону меньших значений напряжения. Установлено, что немонотонное распределение центров перезарядки по запрещенной зоне не может стать причиной снижения шума при действии смещения и засветки.

Ключевые слова: дисперсия, фоторезистор, теорема Ван дер Зила, примесно-дефектные состояния.

В настоящий момент в сфере электронного приборостроения наблюдается тенденция к улучшению свойств приборов за счет освоения новых материалов [1–3]. По этой причине соединения $A^{IV}B^{VI}$ представляют интерес ввиду их уникальных оптических свойств, технологичности и дешевизны [3, 4]. Как пример, в настоящее время CdSe применяют при создании светодиодов и фоторезисторов видимого диапазона. Соединения указанных групп (CdSe, CdS, ZnS) перспективны также при разработке современных приборов нанoeлектроники, где они используются в качестве материалов для изготовления квантово-размерных объектов [3–6].

При использовании устройств опто- и нанoeлектроники на основе указанных соединений большое влияние на их параметры оказывает фоновая засветка [7], которая может не только снизить фоточувствительность приемника [8], но и непропорционально изменить его шумы [9]. Однако, несмотря на перспективность материалов $A^{IV}B^{VI}$, их свойства изучены недостаточно. Особенно это касается их динамики при допороговых воздействиях, в частности при засветке. Показано, что соединения $A^{IV}B^{VI}$ проявляют нестабильность электрофизических [7] и фотоэлектрических свойств [8] при воздействии оптического излучения [9–14]. Например, в работе [15] на зависимости спектральной плотности шума фоторезистора из n-CdSe от напряжения смещения V в определенном диапазоне значений мощности засветки имел место глубокий минимум. Таким образом, исследования фотоэлектрических и шумовых свойств полупроводников при действии оптической засветки позволяют глубже понять механизм перестройки ансамбля структурных дефектов в полупроводниках при допороговых воздействиях. Это не только позволит углубить знания о процессах в твердом теле, но и создаст условия для

разработки электронных приборов и устройства на новых принципах функционирования.

Целью данной работы является выяснение физических причин изменения флуктуационных свойств фоторезисторов из поликристаллического n-CdSe при корпускулярно-полевом воздействии за счет изменения времени прилипания и дисперсии числа носителей заряда при неоднородном распределении примесно-дефектных состояний (ПДС) на поверхности поликристаллитов.

Исходные положения

Энергетический спектр ПДС в дефектных полупроводниках характеризуется немонотонным распределением плотности этих состояний по ширине запрещенной зоны. Следовательно, в обеих половинах запрещенной зоны имеют место глубокие минимумы спектральной плотности центров перезарядки (рис. 1, а). Схожее распределение ожидается и в поликристаллических полупроводниках, где упругие напряжения и оседание дефектов на межкристаллических границах обеспечат экспоненциальное распределение хвостов плотности состояний и наличие генерационно-рекомбинационных (ГР) центров в середине запрещенной зоны. Тогда при изменении напряжения на полупроводнике (рис. 1, б) в результате увеличения наклона энергетической диаграммы уровень Ферми будет последовательно сканировать распределение ПДС, включая минимум их концентрации между уровнями прилипания и ГР состояниями (рис. 1, в, г). Это может стать причиной появления минимума шума на его зависимости от напряжения смещения. Полученное предположение о причинах минимума шума фоторезистора из n-CdSe и влиянии на него смещения, засветки необходимо проверить детальным расчетом дисперсии.

Заметим, что влияние напряжения и фоновой засветки на положение уровня Ферми относительно

спектра ПДС принципиально разное. Если уровень Ферми в отсутствие засветки закреплён левым концом на шкале энергий и при увеличении напряжения приводит к последовательному пересечению им состояний в областях I, II, III то фоновая засветка с ростом мощности понижает уровень Ферми равномерно во всем полупроводнике, при всех значениях.

Так как экспериментальная вольт-амперная характеристика фоторезистора в диапазоне напряжений (0–10) В имеет линейный вид, то можно пре-

небречь влиянием межкристаллических барьеров на токоперенос при рассмотрении фотоэлектрических и шумовых свойств фоторезистора в первом приближении. Это говорит о том, что при рассмотрении шумов фоторезистора можно считать его материал монокристаллическим. Влияние же межкристаллических границ будет отражено характерным распределением спектральной плотности ПДС по запрещенной зоне (см. рис.1, а), а также численными значениями его фундаментальных параметров.

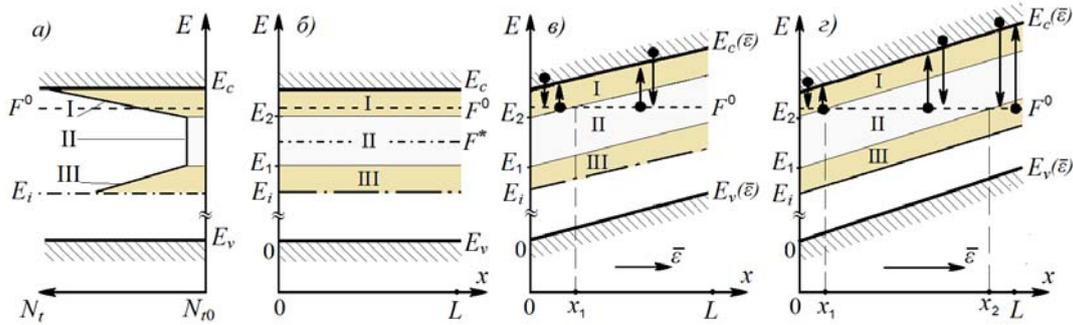


Рис. 1. Энергетическая диаграмма полупроводника в отсутствие напряжения смещения (а, б) и в присутствии (в, г)

В работе [15] экспериментально установлено, что шум фоторезистора из n-CdSe $U_{ш}(V, P_{\phi})$ при совместном действии смещения V и засветки P_{ϕ} складывается из ГР, дробового и избыточного шумов. При этом доминирующим является избыточный шум, величина которого пропорциональна корню квадратному из времени жизни носителей заряда $\tau_{n,p}$ и дисперсии числа электронов $\overline{\Delta N^2}$:

$$U_{ш}(V, P_{\phi}) \approx V \sqrt{\tau_{n,p}(V, P_{\phi}) \cdot \overline{\Delta N^2}(V, P_{\phi})}. \quad (1)$$

Изменение именно этих параметров при корпускулярно-полевом воздействии может объяснить снижение уровня шума в определенной области мощностей засветки и значений смещения.

Вычисление времени жизни носителей

Основными участниками флуктуаций числа носителей заряда в зонах разрешенных значений энергии являются уровни прилипания из хвостов плотностей состояний, а также ГР-состояния, находящиеся вблизи середины запрещенной зоны. В приближении Ван дер Зила времена жизни носителей заряда могут быть найдены по выражениям [16]

$$\tau_n = \frac{1}{r'_n - g'_n}; \quad \tau_p = \frac{1}{r'_p - g'_p}. \quad (2)$$

Стоящие в знаменателе выражения (2) слагаемые представляют собой производные от скоростей рекомбинации и генерации носителей заряда в разрешенных зонах энергий. Согласно рис. 1 выражения для описания скоростей захвата и выброса, генерации и рекомбинации будут иметь вид

$$r_n = c_n N \cdot N_t \cdot \exp\left(\frac{F-E}{kT}\right); \quad g_n = e_n \cdot N_t \cdot \exp\left(\frac{E-F}{kT}\right); \quad (3)$$

$$r_p = c_p N \cdot N_t \cdot \exp\left(\frac{F-E}{kT}\right); \quad g_p = e_p \cdot N_t \cdot \exp\left(\frac{E-F}{kT}\right). \quad (4)$$

Тогда время жизни носителей заряда, обусловленное перезарядкой уровня E , примет вид

$$\tau_{n,p} = \frac{1}{r'_{гр} - g'_{гр}} = \frac{1}{c_n N \cdot \exp\left(\frac{F-E}{kT}\right) + c_p P \cdot \exp\left(\frac{E-F}{kT}\right)}.$$

Выражения (3), (4) для времен жизни носителей заряда на уровне, показывают, что по мере его удаления от уровня Ферми время перезарядки экспоненциально увеличивается. Данный вывод согласуется с физическими представлениями о поведении носителей заряда на примесном уровне.

Время жизни носителей заряда на ГР-уровне определяется минимальным временем пребывания носителя на данном уровне:

$$\tau_{n,p} = \frac{\tau_n \cdot \tau_p}{\tau_n + \tau_p} = \frac{\exp\left(\frac{E-F}{kT}\right)}{c_n \cdot N_t + c_p \cdot N_t}; \quad (5)$$

Будем считать что дисперсия числа электронов в зоне проводимости определяется выбросом электрона с ПДС в зону проводимости – генерация электрона, а также захватом электрона из зоны проводимости на примесные состояния – рекомбинация электрона. Захватом дырок пренебрежем ввиду рассмотрения полупроводника n-типа, в котором уровень Ферми не пересекается с ловушками для дырок, традиционно находящимися в хвосте состояний валентной зоны. Из этого следует, что анализу подлежат состояния из хвоста зоны проводимости – ловушки для электронов, а также ГР-состояния, локализованные, вблизи середины запрещенной зоны.

Вычисление дисперсии числа носителей

Влияние засветки можно рассматривать через изменение собственной концентрации полупроводника за счет его «нагрева». В таком случае положение уровня Ферми F^* через собственную концентрацию освещенного полупроводника n_i^*

$$F^* = E_i + \frac{3}{4} \cdot \frac{kT}{q} \cdot \ln \left(\frac{m_p^*}{m_n^*} \right) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left(\frac{N_d}{n_i^*} \right), \quad (6)$$

где m_n^*, m_p^* – эффективные массы электронов и дырок соответственно; N_d – концентрация основных носителей заряда. Собственная концентрация в освещенном полупроводнике, исходя из принципа детального равновесия, находится следующим образом: $n_i^{*2} = n^* \cdot p^* = (n_0 + \delta n)(p_0 + \delta p) = n_0 \cdot p_0 + (n_0 + p_0)\delta n$, (7) где n_0 – темновая концентрация электронов, p_0 – темновая концентрация дырок. Рассмотрим приближение при уровне засветки, когда $n_0 \gg \delta n$, $p_0 \ll \delta p = \delta n$. В таком случае

$$n_i^{*2} = (n_0 + \delta n)(p_0 + \delta p) = n_i \cdot \frac{\delta n}{p_0}.$$

Подстановка данного выражения в (6) приводит к выражению, связывающему положение уровня Ферми при засветке в данном приближении:

$$F^* = F^0 - \frac{kT}{2q} \cdot \ln \left[\frac{\eta \cdot (1-R) \cdot \tau_p \cdot P_\Phi \cdot K_s}{S \cdot p_0 \cdot h \cdot (c/\lambda) \cdot L_p} \right]. \quad (8)$$

Выражение (8) справедливо при мощностях фоновой засветки не более 10^{-5} Вт, что также не может охватить весь диапазон мощностей, использованных в эксперименте.

Следующее приближение расчета положения уровня Ферми относится к мощностям засветки, когда $\delta p \gg p_0$, а $\delta n = \delta p > n_0$. В этом случае его положение можно определить по формуле

$$F^* = F_i + \frac{kT}{q} \cdot \left(\frac{n_0}{2 \cdot \delta n} \right), \quad (9)$$

где F_i – энергия уровня Ферми в собственном полупроводнике. Выражение (9) описывает положение уровня Ферми F^* при мощностях засветки до 10^{-2} Вт и показывает стремление полупроводника к собственному типу при увеличении мощности фона. В итоге выражения (8), (9) позволяют рассчитать энергию уровня Ферми во всем диапазоне мощностей засветки, использованных в эксперименте.

Для простоты выкладок по расчету дисперсии разделим верхнюю половину запрещенной зоны полупроводника на три области (рис. 1, а), в пределах которых максимальные значения концентрации ПДС составляют, например, $10^{13} \text{ см}^{-3} \cdot \text{эВ}^{-1}$ в первой и третьей областях и $10^{10} \text{ см}^{-3} \cdot \text{эВ}^{-1}$ во второй области. Интегрирование по энергии в каждой из областей и по координате в пределах образца приводит к следующему выражению для дисперсии числа носителей заряда в i -й области:

$$\overline{\Delta N_i^2} = \frac{N_{i0} \cdot k^2 T^2}{qV} \cdot A \cdot L \times \ln \left(\frac{\left(1 + \exp \left(\frac{E_{1i} - F^* + qV}{kT} \right) \right) \cdot \left(1 + \exp \left(\frac{E_{2i} - F^* + qV}{kT} \right) \right)}{\left(1 + \exp \left(\frac{E_{1i} - F^*}{kT} \right) \right) \cdot \left(1 + \exp \left(\frac{E_{2i} - F^*}{kT} \right) \right)} \right), \quad (10)$$

где N_{i0} – изменение концентрации ПДС для области I: $N_{10} = \frac{10 \cdot 10^{13} \cdot E}{Eg}$, для области II: $N_{20} = 10^{10} \cdot E$ и

для области III: $N_{30} = \frac{-4 \cdot 10^{13} \cdot E}{Eg}$; A – площадь поперечного сечения образца; E_{1i}, E_{2i} – граничные значения энергии i -й области.

Суммарная дисперсия числа носителей заряда на ПДС равна сумме трех интегралов вида

$$\overline{\Delta N^2} = \overline{\Delta N_1^2} + \overline{\Delta N_2^2} + \overline{\Delta N_3^2}. \quad (11)$$

Для проведения табулирования при действии засветки на CdSe использованы численные значения из [17]: $n_i = 7,6 \cdot 10^3 \text{ см}^{-3}$, $p_0 = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ см}^{-3}$, $R = 0,27$, $\tau_n = 10^{-2} \text{ с}$, $L = 0,56 \text{ см}$, $\lambda = 4 \cdot 10^{-5} \text{ см}$, $A = 5,6 \cdot 10^{-3} \text{ см}^2$, $K_s = 10^{-2}$, $\mu_n = 800 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$, $\mu_p = 50 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$, $T = 300 \text{ К}$. В данном случае $n_0 = 2,5 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$, $F^0 = 1,50 \text{ эВ}$.

Результаты табулирования зависимости произведения дисперсий областей I–III на время жизни носителей от напряжения при различных мощностях засветки показаны на рис. 2. Из рисунка видно, что расчетные зависимости имеют монотонный характер с насыщением в области напряжений $V > 1,5 \text{ В}$. С ростом мощности засветки наклон зависимости увеличивается и кривая выходит на насыщение при меньших напряжениях ($< 0,5 \text{ В}$) по сравнению со случаем отсутствия засветки (кривая 3). Полученный ход зависимостей может быть объяснен с использованием (рис. 1, в, з). При этом необходимо учитывать действие двух факторов: с одной стороны, изменение концентраций перезаряжающихся ПДС в областях I–III, а с другой – изменение размеров областей $(0, x_1)$, (x_1, x_2) , (x_2, L) .

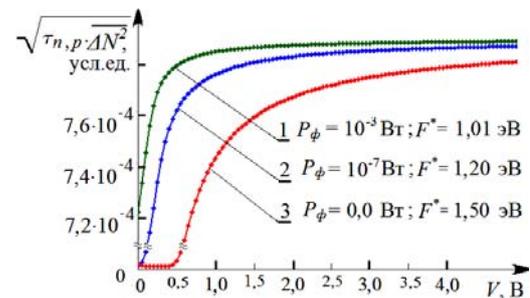


Рис. 2. Расчетные зависимости дисперсии числа носителей заряда от смещения

Действительно, при фиксированном значении мощности засветки с ростом напряжения область $(0, x_1)$ уменьшается, а область (x_1, x_2) увеличивается, что приводит к увеличению произведения дисперсии и времени жизни. Насыщение зависимостей вызвано тем, что при высоких значениях V и P_Φ уровень Ферми прекращает движение вниз. По этой причине области (x_1, x_2) , (x_2, L) перестают увеличиваться, что приводит к насыщению исследуемого произведения параметров.

Обсуждение результатов

Полученные зависимости согласуются с физическими представлениями о перезарядке ПДС при изменении положения уровня Ферми как за счет засветки, так и наклона энергетической диаграммы полупроводника при действии напряжения.

В отсутствие засветки уровень Ферми F^0 находится в области I (рис. 1, б), что приводит к перезарядке ПДС этой области, где концентрация состояний значительно выше концентрации перезаряжающихся состояний в областях II и III. Поэтому исходная величина дисперсии мала. При действии напряжения уровень Ферми входит в область II, а затем и в область III, вызывая перезарядку ПДС этих областей (рис. 1, в).

Из-за высокой концентрации состояний в области I число захватов-выбросов электронов значительно превосходит их количество в области II. Однако размеры области $(0, x_1)$ с ростом напряжения уменьшаются, что в итоге приводит к увеличению дисперсии и времени жизни. Следовательно, на зависимости дисперсии от напряжения ε существует область низкого значения дисперсии (область малых ε), переходящая в область больших значений дисперсии (область больших ε). Если в отсутствие напряжения уровень Ферми F^0 будет находиться в области III энергетической диаграммы $E(x)$, то с ростом ε уровень Ферми сначала, пройдя пограничный уровень E_2 , выйдет в область II, что будет сопровождаться снижением дисперсии. При дальнейшем увеличении напряжения уровень Ферми пересечет пограничный уровень E_1 и, войдя в область III, вызовет рост дисперсии. Таким образом, при высокой концентрации темновых электронов на зависимости дисперсии от напряжения может иметь место минимум. Его глубина будет определяться соотношением концентраций в областях I–II и величиной ε . Как и в случае, рассмотренном на рис. 1, влияние засветки приведет к уменьшению глубины минимума и его смещению в сторону малых напряжений. Отличительной особенностью обсуждавшегося выше минимума от экспериментально наблюдавшегося является то, что первый может существовать в отсутствие засветки, тогда как второй только при совместном действии напряжения и засветки [15].

Заключение

Предложен новый подход к рассмотрению свойств полупроводника под действием немодулированной засветки как его нагрев на температуру, определяемую мощностью засветки. Получены выражения для энергии уровня Ферми в освещенном полупроводнике, справедливые в диапазоне мощностей засветки до 10^{-2} Вт, а также аналитические выражения для оценки произведения времени жизни и дисперсии числа носителей заряда при линейной аппроксимации их спектральной плотности в запрещенной зоне полупроводника.

На основании расчета произведения времени жизни и дисперсий показано, что ее величина имеет насыщающийся характер, а рост мощности засветки

уменьшает область нарастания кривых с их выходом в насыщение на зависимостях от напряжения.

Сделан вывод, что немонотонный характер зависимости спектральной плотности шума от напряжения n -CdSe не может быть объяснен с позиций классических представлений о свойствах полупроводника в электрическом поле и при засветке лишь предположением о немонотонном характере зависимости концентрации центров прилипания и ГР-центров носителей по запрещенной зоне полупроводника. Данный вывод побуждает искать иные физические причины образования минимума шума при корпускулярно-полевом воздействии на полупроводники $A^{\text{IV}}B^{\text{VI}}$, для которых характерны обратимые фотоструктурные преобразования его зонного спектра за счет появления новых примесно-дефектных комплексов.

Литература

1. Пул Ч., Оуэнс Ф. Мир материалов и технологий. Нанотехнологии / пер. с англ., под ред. Ю.И. Головина. 3-е изд. – М.: Техносфера, 2007. – 375 с.
2. Алферов Ж.И. История и будущее полупроводниковых гетероструктур // ФТП. – 1998. – Т. 32, № 1. – С. 3–18.
3. Мартинес-Дуарт Дж.М. Нанотехнологии для микро- и оптоэлектроники / Дж.М. Мартинес-Дуарт, Р.Дж. Мартин-Палма, Ф. Агулло-Руеда / пер. с англ. А.В. Ханояна, под ред. Е.Б. Якимова. – М.: Техносфера, 2007. – 368 с.
4. Джафаров М.А. Отрицательная фотопроводимость в пленках твердых растворов соединений АПВVI / М.А. Джафаров, Э.Ф. Насиров, С.А. Мамедова // ФТП. – 2014. – Т. 48, вып. 5. – С. 590–596.
5. Леонович Б.Н. Влияние атмосферы отжига на характер рекристаллизации поликристаллических пленок селенида кадмия // ДАН РФ. – 2010. – Т. 431, № 1. – С. 1–3.
6. Витухновский А.Г. Фото- и электролюминесценция полупроводниковых коллоидных квантовых точек в органических матрицах: QD-OLED // ФТП. – 2013. – Т. 47, вып. 12. – С. 1591–1594.
7. Смирнов А.И. Двумерный ИК-фотопреобразователь для регистрации малых сигналов фотоотклика в условиях высокого фона // Изв. вузов. Электроника. – 2001. – № 3. – С. 35–58.
8. Богомолов П.А. Приемные устройства ИК-систем / под ред. В.И. Сидорова. – М.: Радио и связь, 1987. – 208 с.
9. Дьяконова Н.В. Природа объемного шума $1/f$ в GaAs и Si / Н.В. Дьяконова, М.Е. Левинштейн, С.Л. Румянцев // ФТП. – 1991. – Т. 25, № 12. – С. 2065–2104.
10. Георгобини А.Н. Физика соединений $A^{\text{IV}}B^{\text{VI}}$ / А.Н. Георгобини, М.К. Шейкман. – М.: Наука, 1986. – 320 с.
11. Вайнштейн С.Н. Перестройка светом шума $1/f$ в арсениде галлия / С.Н. Вайнштейн, М.Е. Левинштейн, С.Л. Румянцев // Письма в ЖТФ. – 1987. – Т. 13, вып. 11. – С. 645–648.
12. Давыдов В.Н. Фотоиндуцированное усиление шума в полупроводниковых структурах // Изв. вузов. Физика. – 1999. – № 5. – С. 49–58.
13. Дьяконова Н.В. Перестройка светом шума $1/f$ в арсениде галлия / Н.В. Дьяконова, М.Е. Левинштейн, С.Л. Румянцев // ФТП. – 1988. – Т. 22, № 6. – С. 1049–1052.
14. Левинштейн М.Е. Шум $1/f$ горячих электронов в GaAs / М.Е. Левинштейн, С.Л. Румянцев // ФТП. – 1985. – Т. 19, № 9. – С. 1651–1655.

15. Давыдов В.Н., Мусина И.М., Гребенников А.С. Шумовые свойства фоторезисторов на основе селенида кадмия при фоновой засветке // Изв. вузов. Физика. – 2012, вып. 3. – Ч. 1. – С. 90–95.

16. Ван дер Зил А. Шум, источники, описание, измерение / пер. с англ., под ред. А.К. Нарышкина. – М.: Сов. радио, 1973. – 225 с.

17. Давыдов В.Н., Гребенников А.С., Егорова И.А. Дисперсия носителей заряда в примесно-дефектных полу-

проводниках при совместном действии засветки и электрического поля // Доклады ТУСУРа. – 2011. – Вып. 2 (24). – Ч. 3. – С. 36–45.

18. Lax M. Fluctuations from the Nonequilibrium Steady State // Reviews of Modern Physics. – 1960. – Vol. 32, № 1. – P. 25–64.

19. Мотт Н. Электронные процессы в некристаллических веществах / Н. Мотт, Э. Дэвис. – М.: Мир, 1982. – 368 с.

УДК 621.396.41

Е.В. Ерофеев, И.В. Федин

Разработка мощных транзисторов на основе эпитаксиальных гетероструктур нитрида галлия, работающих в режиме обогащения

Представлены результаты разработки силовых коммутационных транзисторов на основе эпитаксиальных гетероструктур нитрида галлия для создания энергоэффективной преобразовательной техники. Разработанный мощный GaN-транзистор работал в режиме обогащения с величиной порогового напряжения отпираания $V_{пор} = +1,2$ В и максимальным током сток-исток $I_{си} = 0,15$ А/мм при напряжении затвор-исток $V_{зи} = +8$ В. Напряжение пробоя сток-исток в закрытом состоянии составляло $V_{пр} = 300$ В при расстоянии сток-исток $L_{си} = 8,5$ мкм и напряжении затвор-исток $U_{зи} = 0$ В.

Ключевые слова: нитрид галлия, гетероструктуры, силовой транзистор, напряжение пробоя.

Силовая электроника – это показатель уровня экономики любого современного государства. Ее решающая роль в экономике развитых стран вытекает из того, что более 80% вырабатываемой электроэнергии потребляется в преобразованном виде. Снижение потерь при преобразовании электроэнергии является приоритетным направлением работ во всех развитых индустриальных странах.

Появившись в середине 70-х гг. в прошлого века, силовые MOSFET-транзисторы, благодаря большей скорости переключения и высокой эффективности, по сравнению с биполярными транзисторами, стали базовым элементом в силовой электронике: источниках питания, DC-DC-преобразователях, контроллерах двигателей и пр. Однако сейчас, после непрерывного развития в течение более чем четырех десятилетий, производительность MOSFET-транзисторов достигла своего теоретического предела. Следующим шагом в развитии силовой электроники стало появление мощных транзисторов на основе широкозонного полупроводника – нитрида галлия (GaN) [1].

Основная причина того, что нитриду галлия отдается предпочтение перед другими перспективными для изготовления мощных приборов полупроводниковыми материалами (GaAs, SiC, алмаз), – высокие характеристики приборов на его основе при относительно низких затратах на их изготовление. Одно из самых перспективных свойств нитрида галлия с точки зрения создания мощных приборов для силовой электроники – возможность формирования гетероструктурных GaN-полевых транзисторов с малым сопротивлением в открытом состоянии. Благодаря высоким значениям подвижности и концентрации носителей заряда двумерного электронного

газа, формируемого у границы раздела гетероструктуры, ток насыщения такой структуры велик, а благодаря большой ширине запрещенной зоны материала велика и выходная мощность устройств на основе GaN. Заряд затвора GaN-транзистора относительно стока меньше, чем у кремниевых приборов такой же мощности, что свидетельствует о более высокой скорости их переключения, а также меньших потерях транзистора. Возможность работы GaN-транзисторов на более высоких частотах позволит повысить энергоэффективность преобразователя и упростить его миниатюризацию. При этом за счет отказа от ряда пассивных элементов (фильтров) схемы можно добиться снижения массогабаритных показателей конечного устройства и уменьшить себестоимость его производства. Кроме того, GaN-транзисторы характеризуются более высокой радиационной стойкостью и способностью работать при высоких рабочих температурах (до 300 °С), что является ключевым аспектом при создании электронной компонентной базы военной и аэрокосмической техники будущего [2].

В настоящей работе представлены результаты разработки силовых транзисторов на основе эпитаксиальных гетероструктур нитрида галлия для создания преобразователей напряжения высокой эффективности.

Методика эксперимента

В экспериментах использовались эпитаксиальные гетероструктуры типа *p*-GaN/AlGaN/GaN, выращенные методом металл-органической газофазовой эпитаксии на подложках кремния диаметром 100 мм. Гетероструктура включала в себя буферный слой на основе легированного углеродом GaN толщиной 2 мкм, канальный слой GaN толщиной 400 нм,

спэйсер AlN толщиной 1 нм, барьерный слой $\text{Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{N}$ толщиной 12 нм и p -GaN-слой, легированный магнием. Толщина p -GaN-слоя составляла 50 нм, концентрация атомов магния определялась вторичной ионной масс-спектроскопией и составляла $2 \times 10^{19} \text{ см}^{-3}$.

Методом плазмохимического травления на пластине формировалась межприборная изоляция. Далее на поверхности пластины методом лазерной литографии формировалась двухслойная фоторезистивная маска, в которой вскрывались окна для формирования затворной металлизации. Послойное осаждение пленок Ni/Au производилось методом электронно-лучевого осаждения в вакууме. Далее методом селективного плазмохимического травления по твердой маске затворов производилось формирование подзатворной области на основе p -GaN. Длина основания p -GaN-области после процесса травления составляла 1 мкм. Затем на поверхность пластины производилось осаждение диэлектрика на основе нитрида кремния толщиной 100 нм с последующим реактивным ионным травлением окон в индуктивно-связанной плазме для формирования омических контактов к областям стока и истока транзистора. Методом электронно-лучевого напыления в вакууме производилось напыление металлизации омического контакта на основе пленок Ti/Al. После напыления металлизации омических контактов фоторезистивная маска удалялась и в атмосфере очищенного азота проводился быстрый термический отжиг контактов при температуре $T = 550 \text{ }^\circ\text{C}$ в течение $t = 60 \text{ с}$.

На пластине были изготовлены GaN-транзисторы с шириной затвора от 10 до 200 мкм и расстоянием сток-исток от 4,5 до 8,5 мкм. Расстояние затвор-исток составляло 0,5 мкм.

Электрические параметры GaN-транзисторов по постоянному току исследовались с помощью измерителя характеристик полупроводниковых приборов HP4156A. Микроскопические изображения поперечного сечения отдельных элементов GaN-транзисторов исследовалось с помощью сканирующей электронной микроскопии.

Экспериментальные результаты

На рис. 1 представлена фотография пластины GaN/Si диаметром 100 мм с изготовленными на ней мощными GaN-транзисторами. Площадь, занимаемая на пластине для GaN-транзисторов с шириной затвора 10 и 200 мкм, составляла 2,5 и 12,5 мм² соответственно.

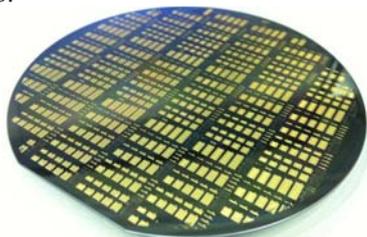


Рис. 1. Фотография пластины GaN/Si диаметром 100 мм с изготовленными на ней мощными GaN-транзисторами с шириной затвора от 10 до 200 мкм

На рис. 2 и 3 представлены микроскопические изображения разработанного GaN-транзистора, а также подзатворной области на основе p -GaN с длиной основания 1 мкм. Расстояние затвор-исток и сток-исток GaN-транзистора, представленного на рисунке, составляло $L_{\text{зи}} = 0,5 \text{ мкм}$ и $L_{\text{си}} = 7,5 \text{ мкм}$ соответственно.



Рис. 2. Микроскопическое изображение поперечного сечения мощного GaN-транзистора с подзатворной областью на основе p -GaN

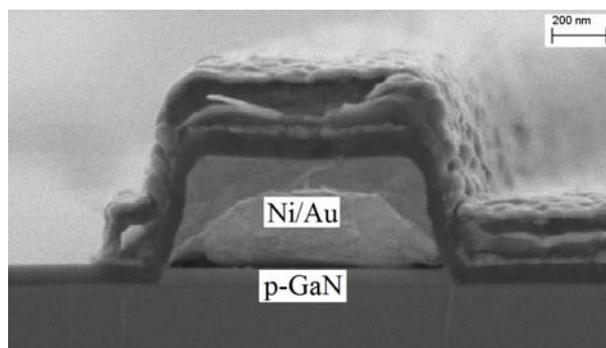


Рис. 3. Микроскопическое изображение поперечного сечения подзатворной p -GaN-области транзистора с металлизацией на основе Ni/Au

Как видно из рисунков, металлизация омического контакта истока GaN-транзистора дополнительно располагалась на затворном диэлектрике, образуя тем самым так называемый полевой электрод, снижающий напряженность электрического поля у края затвора со стороны стока транзистора. Согласно работе [3] использование данного электрода в составе мощного GaN-транзистора позволяет увеличить напряжение пробоя сток-исток, а также уменьшить токи утечки в закрытом состоянии.

На рис. 4 представлена передаточная характеристика мощного GaN-транзистора по постоянному току.

Из рисунка видно, что разработанный GaN-транзистор работает в режиме обогащения с величиной порогового напряжения отпирания $V_{\text{пор}} = +1,2 \text{ В}$ и максимальным током сток-исток $I_{\text{си}} = 0,15 \text{ А/мм}$ при напряжении затвор-исток $V_{\text{зи}} = +8 \text{ В}$. При этом минимальное сопротивление GaN-транзистора в открытом состоянии составило $R_{\text{он}} = 5,5 \text{ Ом} \times \text{мм}$ при напряжении затвор-исток $V_{\text{зи}} = +8 \text{ В}$. Величина начального тока утечки сток-исток GaN-транзистора в закрытом состоянии составила порядка $I_{\text{си}} = 20\text{--}40 \text{ нА/мм}$ при напряжении затвор-исток $V_{\text{зи}} = -3 \text{ В}$.

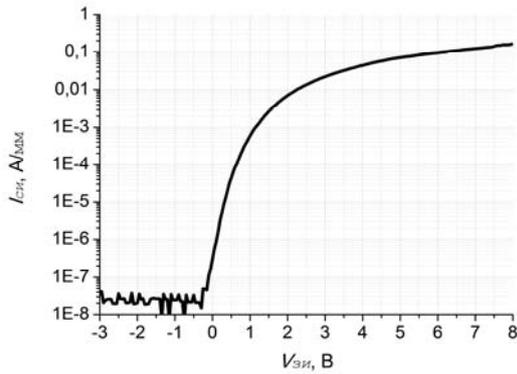


Рис. 4. Зависимость максимального тока сток-исток мощного GaN-транзистора от напряжения затвор-исток

На рис. 5 представлена зависимость тока затвор-исток от напряжения затвор-исток. На экспериментальной зависимости можно выделить две характерные области.

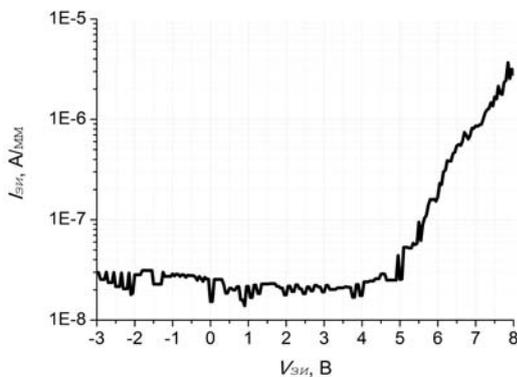


Рис. 5. Зависимость тока затвор-исток мощного GaN-транзистора от напряжения затвор-исток

В диапазоне приложенных напряжений затвор-исток $V_{зи} = 0 \dots +5$ В величина тока, протекающего через затвор транзистора, составляет порядка $I_{зи} = 20$ нА/мм. Однако при дальнейшем увеличении напряжения на затворе ($V_{зи} \rightarrow +5$ В) происходит экспоненциальное увеличение тока затвор-исток, что может быть обусловлено инжекцией дырок из подзатворной области на основе p -GaN в канал транзистора [4]. Максимальное значение тока затвор-исток GaN-транзистора в открытом состоянии составило $I_{зи} = 3$ мкА/мм при напряжении затвор-исток $V_{зи} = +8$ В.

На рис. 6 представлена экспериментальная зависимость напряжения пробоя сток-исток GaN-транзистора в закрытом состоянии при напряжении затвор-исток $V_{зи} = 0$ В. Из рисунка видно, что при расстоянии сток-исток $L_{си} = 4,5$ мкм напряжение пробоя сток-исток транзистора в закрытом состоянии составляет $V_{си} = 120$ В. С увеличением расстояния сток-исток до $L_{си} = 8,5$ мкм наблюдается линейное возрастание этой величины до $V_{си} = 300$ В.

На рис. 7 представлен сравнительный анализ комплексного показателя качества ($I_{си} - V_{пор}$) разработанного в настоящей работе мощного GaN-транзистора с лучшими зарубежными аналогами.

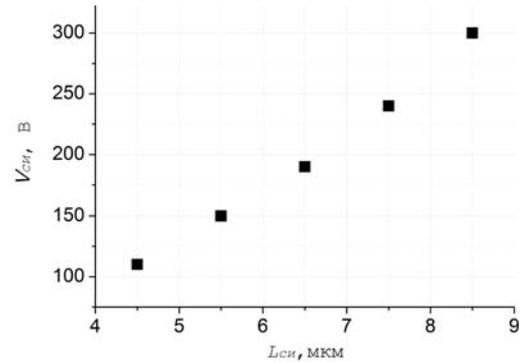


Рис. 6. Зависимость напряжения пробоя сток-исток мощного GaN-транзистора в закрытом состоянии от расстояния сток-исток

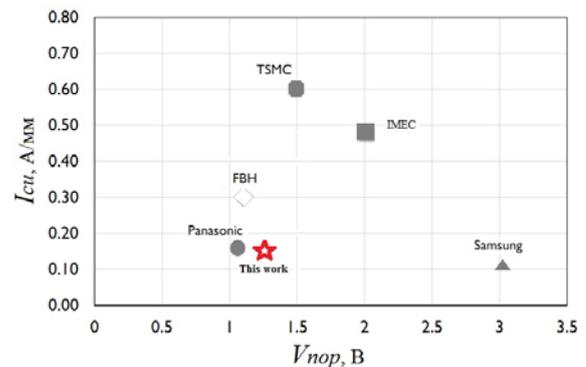


Рис. 7. Сравнительный анализ комплексного показателя качества ($I_{си} - V_{пор}$) разработанного мощного GaN-транзистора с подзатворной областью на основе p -GaN с лучшими зарубежными аналогами

Разработанный в настоящей работе нормально-закрытый GaN-транзистор характеризуется максимальным током сток-исток $I_{си} = 0,15$ А/мм при пороговом напряжении отпирания транзистора $V_{пор} = +1,2$ В. Как видно из рисунка, достигнутые результаты превосходят достижения компании Panasonic (Япония), однако уступают достижениям таких компаний, как FBH (Германия), IMEC (Бельгия), TSMC (Тайвань), Samsung (Южная Корея).

Заключение

Мощные транзисторы на основе эпитаксиальных гетероструктур AlGaIn/GaN, работающие в режиме обогащения, являются перспективной элементной базой для создания устройств силовой электроники следующего поколения.

В настоящей работе представлены результаты разработки силовых коммутационных GaN-транзисторов на подложках кремния диаметром 100 мм. Разработанный GaN-транзистор работал в режиме обогащения с величиной порогового напряжения отпирания $V_{пор} = +1,2$ В и максимальным током сток-исток $I_{си} = 0,15$ А/мм при напряжении затвор-исток $V_{зи} = +8$ В. Максимальное значение тока затвор-исток GaN транзистора в открытом состоянии составило $I_{зи} = 3$ мкА/мм при напряжении затвор-исток $V_{зи} = +8$ В. Напряжение пробоя сток-исток транзистора в закрытом состоянии составляло $V_{пр} = 300$ В при расстоянии сток-исток $L_{си} = 8,5$ мкм и $V_{зи} = 0$ В.

Разработанный в настоящей работе мощный GaN-транзистор может быть успешно использован при разработке преобразователей напряжения высокой эффективности.

Авторы работы выражают благодарность коллективу научно-производственного комплекса «Микроэлектроника» АО «Научно-производственная фирма «Микран» (г. Томск) и коллективу Научно-образовательного центра «Нанотехнологии» Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) за содействие в проведении экспериментальной части работы и обсуждении результатов.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках соглашения № 14.577.21.0204 от 27.10.15, уникальный идентификатор проекта RFMEFI57715X0204.

Литература

1. Briere M. GaN-based Power Device Platform. The arrival of a new paradigm in conversion technology. – URL: <http://www.powersystemdesign.com>
2. GaN-on-Silicon wafers: the enabler of GaN power electronics // Power Devices. – 2012. – № 4. – P. 6–9.
3. Würfl J., Hilt O., Bahat-Treidel E., Zhytnytska R. et al. Technological approaches towards high voltage, fast switching GaN power transistors // ECS Trans. – 2013. – Vol. 52, № 1. – P. 979–989.
4. Uemoto Y., Hikita M., Ueno H., Matsuo H. et al. Gate injection transistor (GIT) – A normally-off AlGaIn/GaN power transistor using conductivity modulation // IEEE Trans. On Electron devices. – 2007. – Vol. 54, № 12. – P. 3393–3395.
5. Finella Lee, Lian-Yu Su, Chih-Hao Wang, Yuh-Renn Wu and Jianjang Huang. Impact of gate metal on the performance of p-GaN/AlGaIn/GaN high electron mobility transistors // IEEE Electron Device Letters. – 2015. – Vol. 36, № 3. – P. 232–234.
6. Hwang I., Kin J., Choi H.S., Cjoi H. et al. p-GaN gate HEMTs with tungsten gate metal for high threshold voltage and low gate current // IEEE Electron Device Letters. – 2013. – Vol. 34, № 2. – P. 202–204.
7. Meneghesso G., Zanandrea A., Stocco A. et al. GaN-HEMTs devices with Single- and Double-heterostructure for power switching applications // IEEE Int. Reliab. Phys. Symp. (IRPS), Monterey, CA, USA. – 2013. – P. 3C1.1–3C1.7.
8. Hilt O., Bahat-Treidel E., Cho E., Singwald S. and Würfl J. Impact of Buffer Composition on the Dynamic On-State Resistance of High-Voltage AlGaIn/GaN HFETs // 24th Int. Symp. on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD). – 2012. – P. 345–348.

УДК 621.382.232

И.В. Пилипец

Математическое моделирование параметров варикапов с обратным градиентом примеси

Проведен анализ методов моделирования полупроводниковых структур, разработана математическая модель варикапа с обратным градиентом примеси. Создано программное обеспечение для автоматизации расчета и проектирования варикапов.

Ключевые слова: варикап, градиент примеси, уравнение Пуассона.

Одной из актуальных проблем микроэлектроники является разработка полупроводниковых структур с заданным законом распределения примеси. При этом основное внимание уделяется выяснению связи между концентрационным профилем и вольт-фарадной характеристикой. Так, для полупроводниковых нелинейных емкостей (варикапов), меняя закон распределения примеси в базе варикапа, можно получать различные вольт-фарадные характеристики структуры, расширить диапазон изменения емкости, повысить коэффициент перекрытия и т.д. В то же время при разработке варикапов необходимо рассматривать такие параметры приборов, как добротность и предельное обратное напряжение, которые, в свою очередь, вносят дополнительные ограничения на концентрационный профиль структуры варикапа. Кроме того, на этапе проектирования должны учитываться требования серийного производства по воспроизводимости и идентичности ряда характеристик варикапа, определяющих процент выхода годных и себестоимость приборов [1].

Для получения варикапов с большим диапазоном изменения емкости в заданном интервале напряжений используют структуры со сверхрезким p - n -переходом, который образуется при формировании обратного градиента примеси в базе диода методом ионной имплантации.

Для моделирования вольт-фарадных характеристик необходимо получить профиль распределения примеси в варикапе с обратным градиентом, который формируется последовательно методом ионной имплантации фосфора и диффузии бора. Распределение концентрации примеси после имплантации подчиняется закону Гаусса, однако при последующей диффузии из внешнего неограниченного источника происходит дополнительная диффузия из ионно-легированного слоя, который считается ограниченным источником [2]. В этом случае комбинированное распределение фосфора (1) зависит как от начального пробега ионов R_p , так и от коэффициента диффузии фосфора D :

$$C = \frac{N}{\sqrt{\pi}(\sqrt{2} \Delta R_{p+} \sqrt{Dt})} \exp\left(-\left(\frac{x-R_p}{\sqrt{2} \Delta R_{p+} \sqrt{Dt}}\right)^2\right), \quad (1)$$

где N – доза облучения, t – время диффузии.

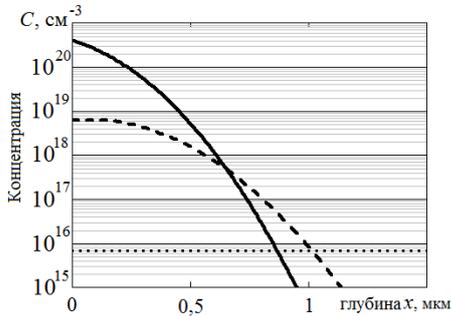


Рис. 1. Распределение концентрации примеси:

— концентрация бора; - - - концентрация фосфора;
 исходная концентрация

Для получения профиля произведен расчет в среде MathCAD, заданы начальные режимы: удельное сопротивление эпитаксиальной пленки $\rho = 0,8$, энергия $E = 60$ кэВ и доза ионов $Q = 35$ мкКл, температура разгонки фосфора $T = 1100$ °С и диффузии бора $T = 1050$ °С, а также время разгонки $t_1 = 35$ мин и диффузии $t_2 = 35$ мин (рис. 1). Результирующий профиль распределения примеси в эпитаксиальной пленке, лежащий от границы p - n -перехода, представлен на рис. 2, профиль имеет вид обратного градиента.

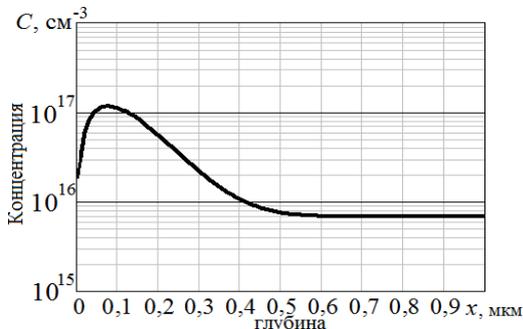


Рис. 2. Результирующий профиль примеси от p - n -перехода

В данном случае барьерная емкость p - n -перехода будет зависеть от глубины области пространственного заряда, которая распространяется неравномерно из-за градиента концентрации. Для построения вольт-фарадной характеристики по заданному профилю концентрации необходимо решить уравнение Пуассона (2):

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon \epsilon_0}, \quad (2)$$

где φ – потенциал; $\rho(x)$ – плотность заряда; ϵ_0 – электрическая постоянная; ϵ – диэлектрическая проницаемость.

В литературе обычно можно встретить решение уравнения Пуассона для резкого несимметричного p - n -перехода [3]. Это решение подходит для большинства полупроводниковых диодов с равномер-

ным профилем распределения примеси, но для варикапов с обратным градиентом примеси использовать это частное решение уравнения Пуассона для нахождения вольт-фарадной характеристики нельзя. Для нелинейных профилей не существует эмпирических формул для расчета зависимости емкости от напряжения и определения напряжения пробоя p - n -перехода. Для решения данной задачи необходимо численно решать уравнение Пуассона, разбив область градиента на множество участков малой толщины, от количества и толщины которых зависит точность расчета.

В данной работе произведен расчет распространения ОПЗ в эпитаксиальной пленке с профилем как на рис. 2 и с шагом 0,01 мкм, построена вольт-фарадная характеристика на его основе (рис. 3).

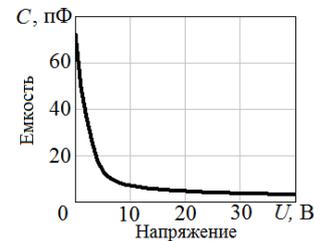


Рис. 3. ВФХ на основе полученного профиля примеси

Благодаря градиенту примеси емкость p - n -перехода резко уменьшается при подаче обратного смещения, это позволяет получить высокий коэффициент перекрытия по емкости, в данном примере коэффициент $K_{3/25} = 6,15$.

Одним из важных параметров варикапов является пробивное напряжение. Как известно, пробивное напряжение реального диффузионного p - n -перехода определяется не только концентрацией примеси в подложке, но и радиусом кривизны диффузионной области. Для варикапов с обратным градиентом напряжения пробоя будет зависеть от концентрации примеси на границе ОПЗ, т.е. при увеличении обратного напряжения ОПЗ будет «спускаться» по высоколегированному участку и напряжение пробоя возрастет. Технологически нужно сформировать такой профиль концентрации, что рост пробивного напряжения будет опережать величину подаваемого напряжения. Для этого на одном графике проводится расчет пробивного напряжения в зависимости от глубины ОПЗ и распространение ОПЗ в зависимости от подаваемого напряжения (рис. 4). Точка пересечения двух графиков указывает на напряжение пробоя структуры, и при достаточной толщине эпитаксиальной пленки она находится в области постоянной концентрации примеси (рис. 4, а). Если обратный градиент будет слишком крутым с высокой пиковой концентрацией, тогда пробой произойдет при малых напряжениях и ОПЗ будет находиться на высоколегированном участке (рис. 4, б). Такой подход позволяет наглядно отследить изменение пробивного напряжения при изменении базовых режимов диффузии и имплантации.

Увеличение толщины эпитаксиальной пленки может увеличить напряжение пробоя только до определенного значения, но это в свою очередь уменьшит добротность варикапа. Добротность – это параметр колебательной системы, определяющий ширину резонанса и характеризующий, во сколько

раз запасы энергии в системе больше, чем потери энергии за один период колебаний. Добротность обратно пропорциональна сопротивлению варикапа, которое складывается из сопротивления эпитаксиальной пленки и сопротивления подложки.

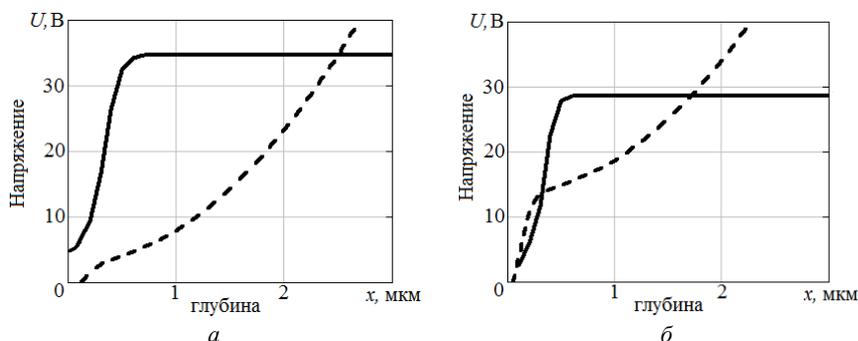


Рис. 4. Зависимость пробивного напряжения от глубины ОПЗ – —; зависимость глубины ОПЗ от подаваемого напряжения – - -; а – напряжение пробоя структуры равно 34 В, б – напряжение пробоя структуры равно 3 В

Концентрация примеси в эпитаксиальной пленке в диодах с обратным градиентом имеет два неравномерных участка – участок обратного градиента и участок переходного высоколегированного слоя у подложки. Таким образом, сопротивление эпитаксиальной пленки можно вычислить по формуле (3):

$$R_s = \frac{\int_0^{d_1} \rho_1(x) dx}{S} + \frac{\rho_2 d_2}{S}, \quad (3)$$

где d_1 и d_2 – толщина эпитаксиальной пленки и подложки; ρ_1 и ρ_2 – удельное сопротивление эпитаксиальной пленки и подложки; S – площадь кристалла. Для варикапа, изготавливаемого на материале 5КЭФ0,8/380КЭС0,03, рассчитана добротность при частоте 50 МГц и обратном смещении 3 В, которая составила $Q = 520$.

По результатам моделирования составлены оптимальные технологические режимы и на их основе получены кремниевые варикапы с обратным градиентом примеси на базе АО «НИИПП». Выполнен анализ полученных результатов и проведено сравнение диодов с серийно выпускаемыми образцами, данные представлены в таблице.

Экспериментальные данные согласуются с результатами компьютерного моделирования, что позволяет использовать разработанную модель при производстве варикапов с обратным градиентом примеси.

Сравнение экспериментальных данных

Параметры	Результаты моделирования	Экспериментальные образцы
Емкость C , пФ при –3 В	26	25–28
Коэффициент перекрытия $K_{3/25}$	6,15	5,8–6,4
Пробивное напряжение U , В	34	32–35
Добротность Q при –3 В и 50 МГц	520	450–480

Заключение

В результате работы создана математическая модель варикапа с обратным градиентом примеси. При задании начальных технологических режимов построены профили распределения примеси и вольт-фарадная характеристика, найдены напряжение пробоя и добротность варикапа. Расчеты выполнены в среде MathCAD и могут быть использованы в производстве микроэлектроники.

Литература

1. Гусев В.А. Моделирование кремниевого варикапа на основе сверхрезкого p - n -перехода / В.А. Гусев, С.Ю. Капликов, Е.В. Мишко // Доклады СевГУ. – 2001. – 6 с.
2. Курносов А.И. Технология производства полупроводниковых приборов и интегральных микросхем: учеб. пособие для вузов по спец. «Полупроводники и диэлектрики» и «Полупроводниковые приборы». – 3-е изд., перераб и доп. / А.И. Курносов, В.В. Юдин. – М.: Высш шк., 1986. – 368 с.
3. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Мир, 1984. – 453 с.

В.С. Солдаткин, К.Н. Афонин, В.С. Каменкова

Светодиодная лампа для низковольтных сетей

Описывается актуальность разработки светодиодной лампы для низковольтных электрических сетей. Рассматриваются цели и задачи работы. Приводятся результаты и дальнейшие этапы работы.

Ключевые слова: светодиодная лампа, светодиодный излучающий элемент, безопасное напряжение, энергосбережение.

На сегодня в связи с интенсивным развитием светодиодных технологий на рынке представлен широкий ассортимент светодиодной продукции. Светодиодные технологии позволяют создавать безопасное, эффективное и надёжное освещение [1–3]. В такой области применения, как местное освещение, представлен ряд светодиодных ламп отечественного и зарубежного производства. Как правило, такие лампы имеют направленную кривую силы света прожекторного типа, что не всегда подходит к существующему оборудованию (светильникам для освещения станков, изготовленным для применения ламп накаливания). Существующее поколение светодиодных ламп основано на типовой конструкции лампы накаливания, где вместо нити накала применяются светодиодные излучающие элементы нитевидного типа (СИЭ), а в цоколе расположен миниатюрный источник питания. Такие лампы имеют ненаправленную кривую силы света и в целом подходят для замены ламп накаливания в существующих конструкциях светильников.

Актуальность

Перспективным направлением разработки светодиодных ламп на основе СИЭ является низковольтное питание. Напряжение питания для таких ламп составляет 12, 24, 36, 40 В. Электрические сети напряжением до 42 В целесообразно использовать, а иногда и необходимо, в следующих случаях:

- при подвесе осветительных приборов с лампами накаливания на высоте менее 2,5 м, которые находятся в помещениях с повышенной опасностью или особо опасных помещениях;
- в электроустановках с целью уменьшения опасности поражения человека электрическим током;
- для питания электроинструментов, используемых для работы в помещениях с повышенной опасностью;
- в качестве питающей электросети ландшафтного освещения загородного дома или дачи;
- для питания системы сверхнизкого безопасного напряжения в ванной комнате;
- для электропитания сырых подвальных помещений, в которых категорически запрещается использование бытовых электросетей с напряжением в 220 В.

Разработка такой лампы и организация её производства в России являются важными направлениями в импортозамещении, так как в дальнейшем после ряда испытаний такие лампы могут приме-

няться на особо опасных объектах стратегического назначения.

Именно по этим причинам разработка светодиодной лампы для местного освещения с безопасным напряжением 36 В является актуальной.

Цель и задачи работы

Целью работы является создание светодиодной лампы для местного освещения с напряжением питания 36 В переменного тока промышленной частоты.

Для достижения цели следует решить следующие задачи:

- анализ функциональных аналогов, анализ и выбор материалов и комплектующих, патентный поиск;
- анализ современных технологий в части получения высокой надёжности и электробезопасности;
- разработка эскизной конструкторской документации.

В части применения современных технологий автоматизированного проектирования в процессе разработки конструкции лампы для обеспечения равномерности светового потока необходимо провести моделирование светотехнических характеристик по размещению СИЭ в колбе лампы. Для обеспечения тепловых режимов работы лампы, что определяет её надёжность, необходимо провести моделирование тепловых характеристик с целью эффективного расположения кристаллов СИЭ.

В процессе работы проведён анализ функциональных аналогов, анализ и выбор материалов и комплектующих, патентный поиск, анализ современных технологий в части получения высокой эффективности, высокой надёжности и электробезопасности, разработана эскизная конструкторская документация.

Конструкция лампы (рис. 1) представляет собой колбу лампы, в которой расположены четыре СИЭ, смонтированные на опорной конструкции, опорная конструкция впаяна в цоколь и колбу, в цоколе расположено устройство питания.

На рис. 2 представлена конструкция СИЭ, которая состоит из основания (1), торцевых выводов (2), последовательно соединённых светодиодных кристаллов (кристаллы планарного типа на основе твёрдых растворов GaN, выращенные на сапфировой подложке) (3), приклеенных теплопроводящим клеем (4). Светодиодные кристаллы соединены последовательно металлическими проволоками (5). Основание с кристаллами окружено люминофорной композицией (на рис. 2 не показано) [4].



Рис. 1. Фотография макета светодиодной лампы

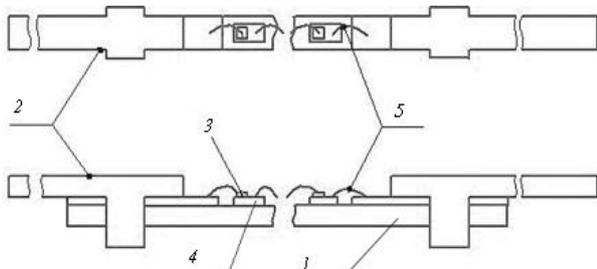


Рис. 2. Конструкция СИЭ

Технологический процесс сборки СИЭ выглядит следующим образом.

На металлическое основание приклеивают нитридные кристаллы планарного типа (рис. 3). Габаритные размеры кристаллов составляют $650 \times 225 \times 110$ мкм³, номинальное напряжение составляет 3,2 В.

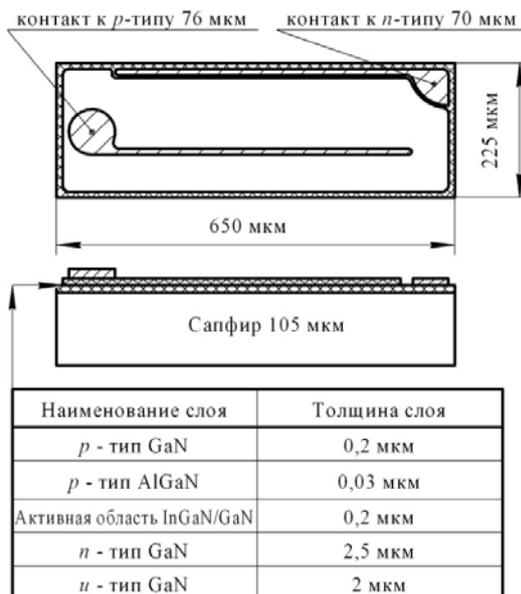


Рис. 3. Структура кристалла

Технические характеристики лампы

Электрическая мощность	4 Вт
Световой поток	480 лм
Световая отдача	120 лм/Вт
Цветовая температура	4000–4500 К
Коэффициент пульсаций	< 10%

Контакты кристаллов соединяют между собой последовательно при помощи ультразвуковой микросварки [5, 6].

Для получения белого света свечения полученную конструкцию заливают компаундом, смешанным с люминофором. Компаунд представляет собой оптически прозрачный двухкомпонентный силиконовый каучук. Люминофор имеет максимум излучения на длине волны $\lambda = 555$ нм при возбуждении монохроматическим источником излучения с длиной волны $\lambda_{\text{ex}} = 460$ нм.

Измерение значения потребляемой мощности проводилось с помощью ваттметра (погрешность измерения не более $\pm 1\%$). Для измерения светового потока был использован фотометрический шар (погрешность измерения не более $\pm 10\%$). Значение цветовой температуры определялось с помощью спектроколориметра «ТКА-ВД» (погрешность измерения не более $\pm 5\%$).

У коллектива авторов есть задел в области создания светодиодных ламп на основе СИЭ. Разработана конструкция, изготовлены и испытаны макетные образцы светодиодных ламп общего назначения с напряжением питания 220 В. По сравнению с зарубежными аналогами разработанная лампа имеет более высокое значение световой отдачи (120 лм/Вт) и имеет большую равномерность распределения силы света в пространстве.

Заключение

Таким образом, на данном этапе работы был проведён анализ функциональных аналогов, анализ и выбор материалов и комплектующих, разработана эскизная конструкторская документация низковольтной лампы.

Далее планируется изготовление макетных образцов, проведение исследовательских испытаний макетных образцов и анализ полученных результатов. По результатам анализа будет проведена оптимизация конструкции и технологического процесса изготовления лампы.

Работа выполнена в рамках проекта ГПО РФ ТЭМ-1501, поддержана Минобрнауки России в рамках проекта RFMEFI57714X0061.

Литература

- Шуберт Ф. Светодиоды / пер. с англ. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. – 496 с.
- Берг А. Светодиоды / А. Берг, П. Дин; пер. с англ. А.Э. Юновича. – М.: Мир, 1979. – 205 с.
- Туркин А. Новое поколение мощных светодиодов Срее: особенности, преимущества, перспективы / А. Туркин, Ю. Дорожкин // Полупроводниковая светотехника. – 2012. – № 5. – С. 36–41.
- Солдаткин В.С. Анализ срока службы светодиодных излучающих элементов / В.С. Солдаткин, Ю.В. Ряполова, К.Н. Афонин, А.Ю. Олисовец, В.И. Туев // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 3. – С. 55–61.
- Ланин В. Мониторинг процесса ультразвуковой микросварки методом частотно-временного анализа вибраций инструмента / В. Ланин, И. Петухов // Технологии в электронной промышленности. – 2011. – № 5. – С. 52–56.
- Кудряшов И. Технология микросварки проволоочных выводов // Производство электроники: технологии, оборудование, материалы. – 2007. – № 5. – С. 1–6.

М.И. Воротников, Н.И. Зудова, Ю.С. Жидик, Е.В. Жидик

Исследование диэлектрических и электропроводящих свойств аморфных пленок ИТО

Приведены обобщающие результаты исследований электрофизических свойств диэлектрических и проводящих модификаций пленок ИТО. Показано, что в зависимости от технологии напыления пленок ИТО они способны обладать как диэлектрическими, так и проводящими свойствами. Приводятся подтверждения механизма электропроводности пленок ИТО, основанного на наличии кислородных вакансий.

Ключевые слова: ТСО, диэлектрические свойства ИТО, электропроводящие свойства ИТО.

Рассматривая тенденции развития электроники, чаще всего говорят о развитии кремниевой наноэлектроники в связи с достижением 22-нанометровой производственной технологии и соответственно о нанотехнологиях. Однако в данное время все большую значимость приобретает новое направление развития электроники не на основе кремния, а на основе полупроводниковых материалов ТСО (transparent conductive films) – прозрачная электроника [1].

Основными сферами применения прозрачной электроники являются сенсорные дисплеи, гибкие дисплеи, плоские приборные дисплеи и телевизионные экраны на основе органических светодиодов, электролюминесцентные излучатели, тонкопленочная фотовольтаика, различные электронные и оптические покрытия, в том числе Smart-окна.

Наиболее востребованным материалом среди прозрачных проводящих оксидов ТСО является оксид индия, легированный оловом (indium tin oxide, ИТО). Интерес к пленкам ИТО возрастает, благодаря комбинации электрофизических свойств, зависящих от технологии напыления – оптической прозрачности и изменяемого удельного сопротивления от единиц ом до сотен мегаом.

Наиболее возможная теория электропроводности пленок ИТО нами исследована ранее и изложена в [2] и [3]. Данная работа является обобщением проведенных исследований электрофизических свойств пленок ИТО, напыленных методом магнетронного распыления металлической мишени In(90%)/Sn(10%) при различных режимах.

Изучение диэлектрических свойств

При исследовании значения коэффициента пропускания и поверхностного сопротивления пленок ИТО в [2] было отмечено, что при распылении мишени In(90%)/Sn(10%) ионами кислорода полученные пленки характеризует высокая прозрачность. Однако, с точки зрения электропроводности, они являются практически диэлектрическими. Это обусловлено тем, что электропроводность пленок ИТО связана с наличием кислородных вакансий, которые в свою очередь обеспечивают наличие электронов проводимости. Однако в связи с большой концентрацией кислорода в составе газовой смеси при напылении кислородные вакансии в полученных нами пленках ИТО практически отсутствуют.

Для исследования диэлектрических свойств таких пленок было изготовлено несколько матриц МДМ-структур Al-ИТО-Al на стеклянных подложках (рис. 1).

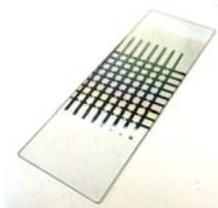


Рис. 1. Исследуемые МДМ-структуры Al-ИТО-Al

Изготовлены исследуемые МДМ-структуры следующим образом. Металлические контакты Al толщиной 150 нм напылялись термическим испарением на подложки из стекла, предварительно нагретые до температуры 120 °С, через трафаретную маску в виде полос шириной 1 мм. Далее на всю поверхность контактов проводилось напыление диэлектрической пленки ИТО толщиной 120 нм путем реактивного распыления мишени In(90%)/Sn(10%) в атмосфере чистого кислорода при токе разряда 0,3 А. Поверх диэлектрика напылялись поперечные верхние контакты.

Средняя емкость исследуемых МДМ-структур была измерена измерителем иммитанса Е7-20 и составила 0,96 нФ. С учетом геометрии электродов образцов расчетное значение диэлектрической проницаемости получается равным $\epsilon = 13$.

Измерение среднего значения напряжения пробоя структур составило 2,7 В. Это позволило определить электрическую прочность диэлектрических пленок ИТО, которая составила $22,5 \cdot 10^6$ В/м.

Изучение проводящих свойств

Наиболее низкая достигнутая нами в [2] величина поверхностного сопротивления пленок ИТО составила 10 Ом/□ при оптической прозрачности оксидных пленок на уровне 85–87%. Данные пленки ИТО были получены при распылении мишени In(90%)/Sn(10%) в газовой смеси аргон–кислород с парциальным давлением кислорода на уровне 0,03 Па и последующем отжиге пленок в вакууме сразу после напыления.

Предполагаемой нами причиной такого уменьшения сопротивления пленок ИТО является диффузирование атомов кислорода, внедренных между

узлами кристаллической решетки или расположенных на границах зерен, из объема пленки в процессе высокотемпературного отжига. Образующиеся кислородные вакансии действуют как доноры для электронов, увеличивая их концентрацию.

Проверка данного предположения была принята в [4], где проводилось более детальное исследование механизма электропроводности пленок ИТО.

В результате проведенных исследований было установлено, что проведение высокотемпературного отжига пленок ИТО сразу же после их напыления способствует как увеличению подвижности носителей заряда с $4 \cdot 10^{-4}$ до $2,9 \cdot 10^{-3}$ м²/В·с за счет повышения кристалличности пленки, так и повышению концентрации носителей с $2,7 \cdot 10^{26}$ до $9,3 \cdot 10^{26}$ м⁻³ за счет активации примеси. Оба эффекта приводят к снижению удельного поверхностного сопротивления более чем в 20 раз.

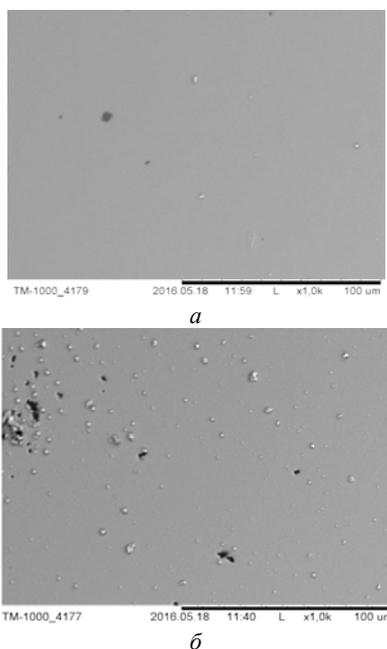


Рис. 2. Поверхность пленок ИТО до отжига (а) и после отжига (б)

Морфологические исследования поверхности образцов пленок ИТО, напыленных на подложки из Si и подверженных высокотемпературному отжигу и не подверженных, показали, что поверхность образцов до отжига имеет однородность (рис. 2, а), но

после отжига в пленках ИТО образуются металлические включения (рис. 2, б).

Появление таких металлических включений диаметром в 1–3 нм, вероятно, обусловлено восстановлением атомов In до металлического состояния, что является результатом диффундирования кислорода из объема образца.

Таким образом, проведенные исследования полностью подтверждают принятую теорию электропроводности пленок ИТО, описанную нами в [2–4].

Заключение

Технология напыления пленок ИТО напрямую определяет их электрофизические свойства. При этом возможность получения электропроводящих или диэлектрических модификаций одного и того же материала открывает возможность для создания структур проводник–изолятор со сходными структурными и оптическими характеристиками без преломляющей границы между ними и с минимальной плотностью пограничных состояний.

Данная пара проводник–диэлектрик может представлять интерес для лабораторных исследований тонких пленок различных веществ, позволяя наносить их одновременно на проводящую и изолирующую поверхности, обладающие максимально возможным в этом случае сходством оптических, химических и структурных характеристик.

Литература

1. Семикина Т.В., Комащенко В.Н., Шмырева Л.Н. Оксидная электроника как одно из направлений прозрачной электроники // Электроника и связь. – 2010. – № 3. – С. 20–29.
2. Жидик Ю.С., Троян П.Е., Сахаров Ю.С. Прозрачные электропроводящие покрытия с контролируемыми значениями коэффициента пропускания и поверхностного сопротивления // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 1(31), ч. 1. – С. 99–102.
3. Жидик Ю.С., Солдатова М.А. Температурная зависимость электропроводности аморфных пленок ИТО // Матер. всерос. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2015». – Томск, 2015. – С. 344–347.
4. Жидик Ю.С., Троян П.Е., Сахаров Ю.С. Исследование механизмов электропроводности пленок оксида индия, легированного оловом // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 3(37), ч. 1. – С. 85–88.

УДК 539.216.2

Е.И. Зайцева, Е.О. Ипатова

Измерение параметров пленки SiO₂ методом спектральной эллипсометрии

Приводятся результаты измерений параметров пленки диоксида кремния на кремниевой подложке методом спектральной эллипсометрии.

Ключевые слова: эллипсометрия, оптические параметры, тонкие пленки, шероховатость, переходной слой.

Одним из способов исследования тонкопленочных структур является метод спектральной эллипсометрии. Эллипсометрия основана на регистрации изменения поляризации световой волны при взаимодействии с образцом [1]. Достоинствами данного метода являются: высокая точность измерений, их неразрушающий характер, возможность быстрых бесконтактных измерений без особых условий.

Исследования проводились на спектральном эллипсометрическом комплексе «Эллипс 1891 САГ», который работает в диапазоне длин волн 350–1000 нм и предназначен для проведения прецизионных измерений толщины однослойных и многослойных тонкопленочных структур, а также исследования спектральных оптических постоянных (показателя преломления и коэффициента поглощения) и структурных свойств материалов [2].

Параметры ψ – амплитуда и Δ – фазовый сдвиг являются основными в эллипсометрических измерениях [3]. Определение ψ и Δ проводилось при длине волны излучения $\lambda = 632,8$ нм и при углах падения луча от 45 до 70°. Зная эти параметры, можно рассчитать показатель преломления структуры n и ее толщину d , а также определить толщину слоя окисла d_{n-p} уже с напыленной пленкой.

Результаты измерений представлены в таблице.

Результаты измерений

$\alpha, ^\circ$	$\psi, ^\circ$	$\Delta, ^\circ$	n	$d, \text{нм}$	$d_{n-p}, \text{нм}$
45	48,59	185,64	2,76	103,1	32,2
50	37,253	200,004	1,75	171,1	32,8
55	33,626	220,92	1,56	185,2	33,3
60	32,615	245,452	1,52	188,58	33,4
65	31,003	260,041	1,42	192,36	33,6
70	29,619	276,484	1,43	177,4	34,2

Используя данные таблицы, были построены зависимости параметров от угла падения луча, которые представлены на рис. 1–3.

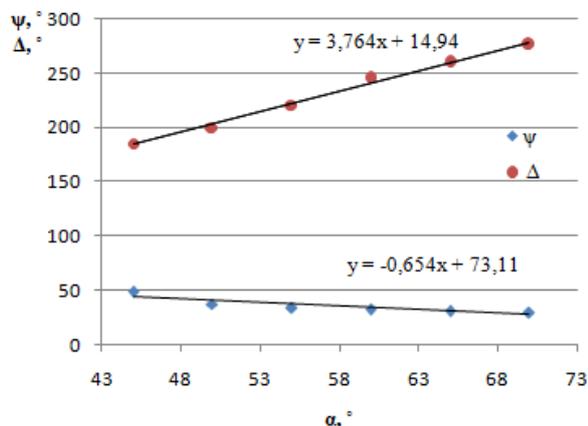


Рис. 1. Зависимости ψ и Δ от угла падения луча

Параметр ψ с увеличением угла падения луча стремится к минимальному значению, которое он достигает в угле Брюстера ($\theta = 75,53^\circ$), тогда как параметр Δ увеличивается, что связано с неоднородностью и шероховатостью поверхности пленки.

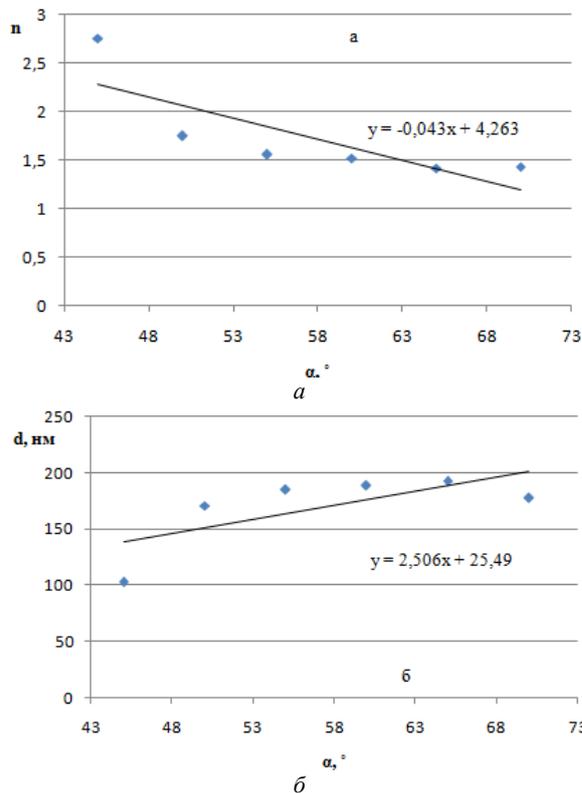


Рис. 2. Зависимости n (а) и d (б) от угла падения луча

Как видно из рис. 2, а, показатель преломления убывает. Это связано с изменением разности хода луча при изменении α от 45 до 70°. Различные значения толщины пленки говорят о качестве и чистоте ее поверхности [2].

Одним из главных достоинств эллипсометрических измерений является возможность определения толщины промежуточного слоя системы пленка–подложка уже сформированной структуры. Наличие слоя окисла является естественным состоянием любой системы, но из-за влияния на физические свойства пленки его наличие крайне нежелательно.

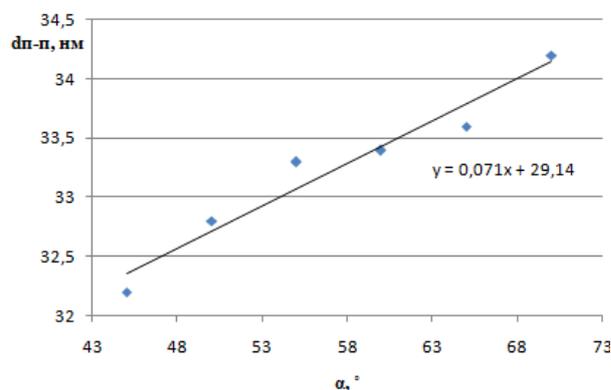


Рис. 3. Зависимость d_{n-p} от угла падения луча

Среднее значение толщины промежуточного слоя составило 32,9 нм. Такое большое значение связано с тем, что поверхность подложки была плохо очищена перед напылением слоя SiO_2 .

Степень шероховатости пленки можно оценить, зная разницу между ψ^* чистой поверхности кремния

и измеренным значением [1]. Для чистого кремния ψ^* рассчитаем по формуле

$$n = \sin\theta \cdot \sqrt{\left(\frac{1 + \tan\psi^*}{1 - \tan\psi^*} \cdot 1 + \tan\theta\right)^2 + 1}, \quad (1)$$

где θ – угол падения луча ($\theta = 60^\circ$); n – показатель преломления кремния ($n = 3,875$).

Тогда $\psi^* = 23,4$. Оценим степень шероховатости пленки как $|23,4 - 32,615| = 9,215$ нм.

В результате работы установлено, что оптические параметры системы $\text{SiO}_2\text{-Si}$ являются функциями угла падения луча. Исследуя полученные зависимости, можно сделать выводы о качестве структуры пленка–подложка.

Эллипсометрия позволяет не только провести измерения оптических параметров, но и оценить качество структуры в целом, так как наличие неровностей оказывает влияние на параметры пленки.

Слой окисла между пленкой и подложкой также влияет на точность измерений, и для того, чтобы ее повысить, необходимо улучшить качество обработки материала перед напылением [4].

Литература

1. Резвый Р.Р. Эллипсометрия в микроэлектронике. – М.: Радио и связь, 1983. – 120 с.
2. Зайцева Е.И., Ипатова Е.О. Исследование тонких пленок Ta_2O_5 методом спектральной эллипсометрии // Матер. XI Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: В-Спектр, 2015. – С. 160–162.
3. Громов В.К. Введение в эллипсометрию. – Л., 1986. – 190 с.
4. Зайцева Е.И., Ипатова Е.О. Определение промежуточного слоя пленка–подложка методом спектральной эллипсометрии // Современные проблемы радиоэлектроники. – Красноярск: Изд-во СФУ, 2016. – С. 419–420.

Секция 5

АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Сопредседатели секции: Гошин Геннадий Георгиевич, д.ф.-м.н., профессор каф. СВЧКР;
Сычев Александр Николаевич, д.т.н., профессор каф. КСУП

УДК 537.86

В.В. Фисанов

Неоднородные плоские электромагнитные волны в прозрачной изотропной среде

С использованием параметризации орта волнового вектора гиперболическими функциями проведено исследование структуры неоднородных плоских волн, включая электромагнитные волны Бельтрами, распространяющихся в прозрачной изотропной среде (обычный диэлектрик, метавещество с двумя отрицательными проницаемостями). Неоднородные волны не являются поперечными и содержат дополнительно боковую составляющую потока энергии, которая отсутствует у однородных волн. Тип неоднородной волны определяется знаком волнового импеданса.

Ключевые слова: неоднородная плоская волна, прозрачная изотропная среда, метавещество, комплексный вектор рефракции, волновое сопротивление.

Электромагнитные метаматериалы представляют значительный интерес для различных приложений в радиоэлектронике. Как правило, они являются гетерогенными композитными структурами, которые содержат «метаатомы» – искусственные резонансные включения, распределённые во вмещающей среде. При макроскопическом электродинамическом описании материалы в общем случае могут рассматриваться как сплошные бианизотропные среды с эффективными тензорными материальными параметрами. Если проявления анизотропии и магнитоэлектрических взаимодействий являются незначительными, то такой метаматериал полагается однородной изотропной средой с эффективными значениями абсолютной диэлектрической проницаемости $\tilde{\epsilon}$ и абсолютной магнитной проницаемости $\tilde{\mu}$. Идеальные изотропные среды являются радиопрозрачными на круговой частоте ω в случаях, если обе проницаемости являются положительными скалярными величинами или если они одновременно являются отрицательными скалярами. Гипотетическое вещество со значениями $\tilde{\epsilon} < 0$ и $\tilde{\mu} < 0$ впервые было упомянуто Д.В. Сивухиным [1]. Более обстоятельно оно рассматривалось В.Г. Веселаго, который применил для него термин «левое вещество» [2], потому что в нём векторы напряжённости электрического поля \mathbf{E} , магнитного поля \mathbf{H} и волновой вектор плоской однородной волны \mathbf{k} образуют левую связку векторов. В то же время \mathbf{E} , \mathbf{H} и вектор Умова–Пойнтинга \mathbf{S} , как всегда, образуют правую тройку векторов, приведённых к общему началу. Для обозначения таких сред применяется также термин «метавещество» [3], а в англоязычной литературе встречаются аббревиатуры LHM (left-handed medium),

DNG (double negative)-материал. Антипараллельность векторов \mathbf{k} и \mathbf{S} является признаком волны обратного типа в отличие от волн прямого типа, которые присущи средам с положительными проницаемостями. В центре внимания исследователей находится явление отрицательного преломления плоских волн, которое имеет место на гладкой поверхности, разделяющей обычную («правую») и «левую» среды, и сопровождается изменением типа волны. В начале 2000-х гг. отрицательное преломление получило экспериментальное подтверждение при использовании DNG-материала.

Заключение о типе волны в безграничной однородной среде и её характеристиках (показатель преломления, волновое сопротивление) было сделано в [2] и других источниках литературы применительно к плоским однородным нормальным волнам. Между тем в ограниченной прозрачной среде допускается распространение неоднородных плоских волн. Например, неоднородной является преломлённая волна, если реализуется условие полного внутреннего отражения. Неоднородные плоские волны являются неотъемлемой частью спектра плоских волн в виде интеграла Фурье или углового спектра волн – представлений, которые находят широкое применение в теории дифракции, антенно-фидерных устройств и распространения волн. Неоднородные плоские волны играют ключевую роль в преодолении дифракционного предела разрешающей способности плоской линзы, выполненной из DNG-метаматериала [4]. Ранее неоднородные плоские электромагнитные волны в обычных изотропных и более сложных средах и кристаллах были изучены Ф.И. Фёдоровым с применением разработанного им ковариантного векторного метода [5].

Цель данной работы – опираясь на метод Фёдорова и используя специальную параметризацию комплексного орта вектора рефракции (или волнового вектора), рассмотреть характеристики неоднородной плоской волны в обобщённой прозрачной изотропной среде, включая и вариант метавещества.

Уравнения Максвелла и плоские волны

Пусть плоская гармоническая волна характеризуется фактором $\exp[i(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} - \omega t)]$, где \mathbf{r} – радиус-вектор; t – время. Вихревые уравнения Максвелла для комплексных амплитуд принимают вид

$$\mathbf{k} \times \mathbf{E} = \omega \tilde{\mu} \mathbf{H}, \quad (1a)$$

$$\mathbf{k} \times \mathbf{H} = -\omega \tilde{\epsilon} \mathbf{E}. \quad (1b)$$

Переходя к вектору рефракции $\mathbf{m} = \mathbf{k}/k_0$ [5], где $k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$, ϵ_0 , μ_0 – электрическая и магнитная постоянные, и к относительным проницаемостям $\epsilon = \tilde{\epsilon}/\epsilon_0$ и $\mu = \tilde{\mu}/\mu_0$, вместо (1) имеем

$$\mathbf{m} \times \mathbf{E} = \eta_0 \mu \mathbf{H}, \quad (2a)$$

$$\mathbf{m} \times \mathbf{H} = -\zeta_0 \epsilon \mathbf{E}, \quad (2b)$$

где $\eta_0 = \zeta_0^{-1} = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ – волновое сопротивление для вакуума. Дальнейшее упрощение уравнений достигается после перехода к орту вектора рефракции $\hat{\mathbf{m}} = \mathbf{m}/n$ (для обозначения орта используется диакритический знак «циркумфлекс»), где $n = |\mathbf{m}|$ является длиной вектора рефракции и одновременно показателем преломления среды (положительная величина)

$$\hat{\mathbf{m}} \times \mathbf{E} = \eta_0 \eta \mathbf{H} = \tilde{\eta} \mathbf{H}, \quad (3a)$$

$$\hat{\mathbf{m}} \times \mathbf{H} = -\zeta_0 \zeta \mathbf{E} = -\tilde{\zeta} \mathbf{E}, \quad (3b)$$

причём $\eta = \tilde{\eta}/\eta_0 = \mu/n$ есть приведённое волновое сопротивление (импеданс) среды, а обратная величина $\zeta = \tilde{\zeta}/\zeta_0 = \epsilon/n$ является приведённым волновым адмитансом среды. Из вида (1) и (2) непосредственно следует, что тип волны меняется с изменением знака у проницаемостей. Так как система (3) эквивалентна (1) и (2), изменение типа волны, как очевидно, неизбежно сопровождается изменением знака у величин η и ζ . Согласно определению импеданса и адмитанса, из тождества $\eta\zeta = 1$ следует выражение для показателя преломления $n = +\sqrt{\epsilon\mu}$. (Выбор арифметического квадратного корня обусловлен математическим смыслом показателя преломления как модуля вектора рефракции.) Аккуратное вычисление этих величин приводит к обобщённым формулам

$$\eta = \frac{\mu}{n} = \frac{\sqrt{\mu^2 \operatorname{sgn} \mu}}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \operatorname{sgn} \mu, \quad (4a)$$

$$\zeta = \frac{\epsilon}{n} = \frac{\sqrt{\epsilon^2 \operatorname{sgn} \epsilon}}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \operatorname{sgn} \epsilon, \quad (4b)$$

где $\operatorname{sgn}(\cdot)$ – знаковая функция. Систему (3) дополняют уравнения

$$\hat{\mathbf{m}} \cdot \mathbf{E} = 0, \quad \hat{\mathbf{m}} \cdot \mathbf{H} = 0, \quad (5)$$

которые являются следствием дивергентных уравнений Максвелла и получаются также в результате скалярного умножения (3) на орт $\hat{\mathbf{m}}$.

Обычно принимается, что орт $\hat{\mathbf{m}}$, будучи уни-модулярным (т.е. $|\hat{\mathbf{m}}| = 1$), является действительным вектором, что соответствует однородной плоской волне в прозрачной изотропной среде. Неоднородной волне будет соответствовать комплексный орт

$$\hat{\mathbf{m}} = a \hat{\mathbf{m}}_1 + i b \hat{\mathbf{m}}_2$$

с действительными коэффициентами a , b при условии, что он относится к категории канонических векторов, для которых выполняется условие ортогональности $\hat{\mathbf{m}}_1 \cdot \hat{\mathbf{m}}_2 = 0$ [6]. В этом случае тройка действительных ортов $\hat{\mathbf{m}}_1$, $\hat{\mathbf{m}}_2$ и $\hat{\mathbf{m}}_1 \times \hat{\mathbf{m}}_2$ образует правый ортогональный базис. Скалярный квадрат комплексного орта обладает свойством $\hat{\mathbf{m}}^2 = \hat{\mathbf{m}} \cdot \hat{\mathbf{m}}^* = a^2 - b^2 = 1$ (символ «*» используется для обозначения комплексно-сопряжённого бивектора), однако квадрат модуля этого бивектора отличается от единицы:

$$|\hat{\mathbf{m}}|^2 = \hat{\mathbf{m}} \cdot \hat{\mathbf{m}}^* = a^2 + b^2 \neq 1.$$

Далее, в отличие от [6], используем известную параметризацию комплексного орта [7, 8], полагая $a = \operatorname{ch} \beta$, $b = \operatorname{sh} \beta$:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{m}} &= (\hat{\mathbf{m}} \cdot \hat{\mathbf{m}}_1) \hat{\mathbf{m}}_1 + i (\hat{\mathbf{m}} \cdot \hat{\mathbf{m}}_2) \hat{\mathbf{m}}_2 = \\ &= \operatorname{ch} \beta \hat{\mathbf{m}}_1 + i \operatorname{sh} \beta \hat{\mathbf{m}}_2. \end{aligned} \quad (6)$$

Свободный параметр β является мерой неоднородности волны (значение $\beta = 0$ соответствует однородной волне). Орт $\hat{\mathbf{m}}_1$ определяет направление фазовой нормали волны, а орт $\hat{\mathbf{m}}_2$ – направление амплитудной нормали. Неоднородная плоская волна является эванесцентной волной, она существует в той области пространства, для которой выполняется неравенство $\hat{\mathbf{m}}_2 \cdot \mathbf{r} > 0$ (амплитуда волны должна убывать для значений $r = |\mathbf{r}| \rightarrow \infty$). Величина $n_1 = n \operatorname{ch} \beta$ может быть названа показателем преломления, а величина $n_2 = n \operatorname{sh} \beta$ – коэффициентом экстинкции. Величину $\kappa = n_2/n_1 = \operatorname{th} \beta$ называют коэффициентом затухания волны [6].

Разложим комплексные амплитуды напряжённости полей по базису $(\hat{\mathbf{m}}_1, \hat{\mathbf{m}}_2, \hat{\mathbf{m}}_1 \times \hat{\mathbf{m}}_2)$:

$$\mathbf{E} = E' \hat{\mathbf{m}}_1 + E'' \hat{\mathbf{m}}_2 + E''' \hat{\mathbf{m}}_1 \times \hat{\mathbf{m}}_2, \quad (7)$$

$$\mathbf{H} = H' \hat{\mathbf{m}}_1 + H'' \hat{\mathbf{m}}_2 + H''' \hat{\mathbf{m}}_1 \times \hat{\mathbf{m}}_2, \quad (8)$$

где все штрихованные компоненты векторов являются комплексными скалярами. Формулы (7)–(8) с использованием разложений (6)–(8) дают соотношения

$$E' \operatorname{ch} \beta + i E'' \operatorname{sh} \beta = 0, \quad (9a)$$

$$H' \operatorname{ch} \beta + i H'' \operatorname{sh} \beta = 0. \quad (9b)$$

С их помощью, а также учитывая векторные формулы (3) в покомпонентном представлении, выводим полезные выражения, связывающие составляющие электрического и магнитного полей:

$$H' = i\zeta E''' \operatorname{sh} \beta, \quad (10a)$$

$$H'' = -\zeta E'' \operatorname{ch} \beta, \quad (10b)$$

$$H''' = i\zeta E' / \operatorname{sh} \beta = \zeta E'' / \operatorname{ch} \beta. \quad (10c)$$

С целью отыскания вектора Умова–Пойнтинга

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*),$$

где $\operatorname{Re}(\bullet)$ обозначает действительную часть комплексного выражения, требуется выполнить вычисление векторного произведения $\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*$ с составляющими, которые находим с использованием (10):

$$\begin{aligned} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot \hat{\mathbf{m}}_1 &= E'' H'''^* - E''' H''^* = \\ &= (\zeta |E''|^2 + \tilde{\eta} |H''|^2) / \operatorname{ch} \beta, \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot \hat{\mathbf{m}}_2 &= E''' H''^* - E' H'''^* = \\ &= i(\zeta |E''|^2 - \tilde{\eta} |H''|^2) / \operatorname{sh} \beta, \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot (\hat{\mathbf{m}}_1 \times \hat{\mathbf{m}}_2) &= E' H''^* - E'' H'''^* = \\ &= -2i E'' H'''^* \operatorname{th} \beta. \end{aligned} \quad (13)$$

Для вектора Умова–Пойнтинга получаем в итоге

$$\begin{aligned} \mathbf{S} = \left\{ \frac{1}{2} \zeta (\operatorname{ch} \beta + 1 / \operatorname{ch} \beta) |E''|^2, \right. \\ \left. 0, \operatorname{Im}(E'' H'''^*) \operatorname{th} \beta \right\}, \end{aligned} \quad (14)$$

где $\operatorname{Im}(\bullet)$ обозначает мнимую часть комплексного выражения. Из (14) видно, что у неоднородной волны имеется слабая боковая составляющая потока энергии (пропорциональная коэффициенту затухания κ) в направлении орта $\hat{\mathbf{m}}_1 \times \hat{\mathbf{m}}_2$. Следовательно, у неоднородной плоской волны отсутствует строгая параллельность вектора фазовой скорости и вектора Умова–Пойнтинга.

Плоские волны полей Бельтрами

Как показал Борен [9], уравнения Максвелла в однородной оптически активной биизотропной среде допускают приведение к системе двух дифференциальных уравнений Бельтрами, которые описывают электромагнитные поля круговой поляризации. Применительно к изотропной среде для этой цели используется подстановка

$$\mathbf{E} = \mathbf{Q}_1 - i\tilde{\eta} \mathbf{Q}_2, \quad (15a)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}_2 - i\zeta \mathbf{Q}_1, \quad (15b)$$

где \mathbf{Q}_1 и \mathbf{Q}_2 являются напряжённостями полей левой и правой круговой поляризации. В уравнениях Бельтрами вектор напряжённости поля пропорционален своему ротору. Используя соотношения (15), вместо (3) для плоских волн Бельтрами получаем векторные уравнения

$$\hat{\mathbf{m}} \times \mathbf{Q}_1 + i\mathbf{Q}_1 = 0, \quad (16a)$$

$$\hat{\mathbf{m}} \times \mathbf{Q}_2 - i\mathbf{Q}_2 = 0. \quad (16b)$$

Соленоидальные поля \mathbf{Q}_1 и \mathbf{Q}_2 , согласно (5), подчиняются также выражениям $\hat{\mathbf{m}} \cdot \mathbf{Q}_1 = 0$ и $\hat{\mathbf{m}} \cdot \mathbf{Q}_2 = 0$. В однородной безграничной среде они

распространяются без взаимодействия, а при наличии границ специального вида связь между ними также не возникает [10, 11], что является основанием для рассмотрения их по отдельности применительно к неоднородным волнам.

Поле \mathbf{Q}_1 представим, подобно (7) и (8), в виде

$$\mathbf{Q}_1 = \{Q_1', Q_1'', Q_1'''\} = Q_1' \hat{\mathbf{m}}_1 + Q_1'' \hat{\mathbf{m}}_2 + Q_1''' \hat{\mathbf{m}}_1 \times \hat{\mathbf{m}}_2.$$

Как следует из (15), ему соответствуют электрическое поле $\mathbf{E} = \mathbf{Q}_1$ и магнитное поле $\mathbf{H} = -i\zeta \mathbf{Q}_1$. Расписывая по компонентам первое векторное уравнение в (16) и используя соотношение вида (9), найдём связь между скалярными составляющими

поля \mathbf{Q}_1 :

$$Q_1' = -iQ_1'' \operatorname{th} \beta, \quad (17a)$$

$$Q_1''' = -iQ_1'' / \operatorname{ch} \beta. \quad (17b)$$

В неоднородной волне присутствует продольная составляющая Q_1' , которая при увеличении параметра неоднородности β изменяется как гиперболический тангенс. Боковая составляющая Q_1''' по абсолютной величине оказывается меньше другой поперечной составляющей Q_1'' в $\operatorname{ch} \beta$ раз.

Вектор Умова–Пойнтинга для волны \mathbf{Q}_1 вычисляется по формуле

$$\mathbf{S}_1 = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(i\zeta \mathbf{Q}_1 \times \mathbf{Q}_1^*) \quad (18)$$

с учётом (17). Он имеет две ненулевые составляющие:

$$\mathbf{S}_1 = \left\{ \zeta |Q_1''|^2 / \operatorname{ch} \beta, 0, -\zeta |Q_1''|^2 \operatorname{th} \beta \right\}. \quad (19)$$

Таким образом, у неоднородной электромагнитной волны Бельтрами \mathbf{Q}_1 тоже нарушается коллинеарность векторов фазовой скорости и потока энергии. Аналогичное поведение имеет место и для неоднородной волны Бельтрами, ассоциируемой с вектором правой круговой поляризации \mathbf{Q}_2 .

Заключение

Проведённое исследование структуры неоднородных электромагнитных плоских волн, свободно распространяющихся в прозрачной изотропной среде, показывает, что по сравнению с однородными волнами они не являются поперечными волнами. Направление потока энергии неоднородной волны не является строго параллельным или антипараллельным вектору фазовой скорости.

Применение параметризации орта волнового вектора гиперболическими функциями позволило получить простую связь между однородной волной и неоднородной волной посредством параметра неоднородности β . Неоднородная плоская волна относится к тому же типу, что и однородная волна с предельным значением $\beta = 0$. Она является прямой волной для положительных значений волнового импеданса $\tilde{\eta}$ (или волнового адмитанса ζ) и обратной волной для отрицательных значений $\tilde{\eta}$.

Литература

1. Сивухин Д.В. Об энергии электромагнитного поля в диспергирующих средах // Оптика и спектроскопия. – 1957. – Т. 3, № 4. – С. 308–312.
2. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ϵ и μ // Успехи физических наук. – 1967. – Т. 92, вып. 3. – С. 518–526.
3. Кисель В.Н. Электродинамические модели тонко-слоистых метаматериалов и устройства на их основе / В.Н. Кисель, А.Н. Лагарьков // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54, № 5. – С. 531–540.
4. Pendry J.B. Negative refraction makes a perfect lens // Phys. Rev. Lett. – 2000. – Vol. 85, No 18. – P. 3966–3969.
5. Фёдоров Ф.И. Инвариантные методы в оптике анизотропных сред: автореф. дис. ... д-ра физ.-мат. наук. – Минск, 1954. – 18 с.
6. Фёдоров Ф.И. Теория гиротропии. – Минск: Наука и техника, 1976. – 456 с.
7. Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах. – М.: Наука, 1973. – 344 с.
8. Clemmow P.C. The plane wave spectrum representation of electromagnetic fields. – Oxford: Oxford University Press, 1996. – 188 p.
9. Bohren C.F. Light scattering by optically active particles. Ph. D. – Tucson: The University of Arizona, 1975. – 99 p.
10. Фисанов В.В. Дифракция плоских электромагнитных волн на клине с гранями идеальной смешанной анизотропной проводимости в киральной среде // Изв. вузов. Физика. – 2009. – Т. 52, № 6. – С. 27–32.
11. Фисанов В.В. Дифракция плоских волн Бельтрами на клине в киральной среде с неидентичными гранями смешанной анизотропной проводимости // Изв. вузов. Физика. – 2010. – Т. 53, № 5. – С. 74–79.

УДК 621.396.677.32

К.В. Петровнин, Р.Р. Латыпов, А.С. Белов

Разработка антенной системы на планарных элементах типа Яги–Уда и микрополосковом делителе

Представлен процесс разработки направленной антенной системы на планарных элементах типа Яги–Уда и микрополосковом делителе с центральной рабочей частотой 1495 МГц и полосой пропускания 74 МГц.

Ключевые слова: антенные системы, СВЧ, диаграмма направленности, микрополосковый делитель, Яги–Уда.

В связи с развитием технологий в информационной сфере увеличивается потребность в создании специализированных приемопередающих антенных систем для передачи сигналов в СВЧ-диапазоне частот и обладающих направленностью [1]. В работе представлены краткое описание процесса и результаты разработки направленной антенной системы на согласованных планарных элементах типа Яги–Уда и микрополосковом делителе с центральной рабочей частотой $f = 1,532$ ГГц и полосой пропускания $\Delta f = 96$ МГц.

Данная антенная система имеет два режима работы – суммарный и разностный – каждому режиму соответствуют свои показатели КСВ и диаграммы направленности. Процесс разделен на 3 этапа: расчет геометрических параметров элементов [2, 3], электромагнитное моделирование модели в среде CST Studio Suite, создание физического прототипа, снятие и анализ параметров. К основным преимуществам данной антенной системы можно отнести ее небольшие геометрические размеры, простоту изготовления и планарность, 2 режима работы системы и возможность увеличения числа элементов для создания прототипа фазированной антенной решетки с сохранением топологии.

Расчет и моделирование

Первоначально был произведен расчет геометрических параметров делителя (рис. 1) по эквивалентной схеме кольцевого делителя мощности для

стеклотекстолита толщиной $d = 1,5$ мм с измеренной относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 4,67$ по формуле (1) [1]:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8\epsilon^A}{e^{2A}-2} & \text{для } \frac{W}{d} < 2; \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B-1) + \frac{E_r-1}{2E_r} \left\{ \ln(B-1) + 0,39 - \frac{0,61}{E_r} \right\} \right] & \text{для } \frac{W}{d} > 2, \end{cases} \quad (1)$$

где

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{E_r+1}{2}} + \frac{E_r-1}{E_r+1} \left(0,23 + \frac{0,11}{E_r} \right), \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{E_r}}.$$

По расчетам подводы получаются толщиной 2,7 мм ($Z_0 = 50$ Ом), толщина окружности 1,39 мм ($Z_1 = \sqrt{2} Z_0 = 70,7$ Ом).

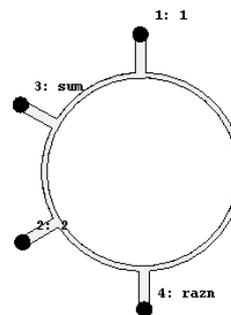


Рис. 1. Схема делителя в CST Studio Suite

Далее был произведен расчет планарной антенны типа Яги–Уда с тремя директорами и симметрирующим трансформатором (рис. 2).

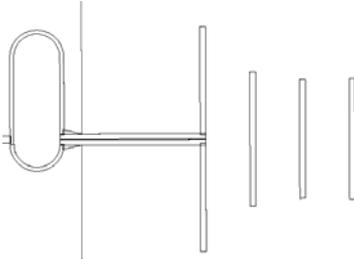


Рис. 2. Схема антенны с симметрирующим трансформатором в CST Studio Suite

Активный драйвер антенны Яги–Уда имеет ширину 2 мм и длину $l = \lambda_B / \sqrt{E_{эф}}$; $E_{эф}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость, λ_B – длина волны на частоте 1532 МГц в свободном пространстве. Директоры выбираются длиной меньше драйвера.

Рефлектор выполняет одновременно роль земли в небалансном входе/трансформатора; поэтому он имеет геометрические размеры: ширина равна ширине текстолита, длина до его начала, притом расстояние примерно должно равняться $0,5l$. Расстояние от вибратора до директора и между последующими директорами равно $0,15l - 0,25l$. Длины директоров должны быть меньше l . Симметрирующий трансформатор выполнен на микрополосковых линиях (рис. 2, слева).

Линия сопротивлением 50 Ом разделяется на две с сопротивлением 70,7 Ом, подобно схеме делителя. Одна из линий длиннее другой на $\lambda_B/2$, в месте соединения микрополосковые линии переходят в компланарную полосковую линию сопротивлением 50 Ом, постепенно переходящую в компланарную полосковую линию сопротивлением 75 Ом. На этом месте земля-рефлектор прерывается, тем самым обеспечивая балансное согласование драйвера антенны сопротивлением 73 Ом. После учета геометрии, параметров в среде CST Studio происходит процесс программной оптимизации.

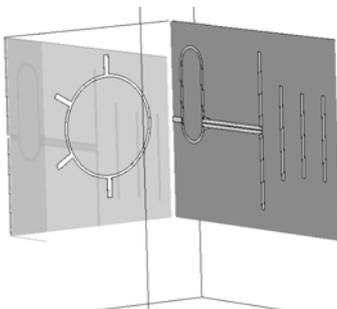


Рис. 3. Схема антенной системы в CST Studio Suite

Следующим этапом происходит зеркальное дублирование элементов с расстоянием 100 мм между ними, представленное на рис. 8.

Результатом моделирования двух элементов является график S -параметров в зависимости от частоты,

который наиболее наглядно интерпретируется в зависимости КСВН от частоты (рис. 4) и коэффициента усиления на частоте 1532 МГц для двух режимов работы (рис. 5, 6). Геометрические параметры микрополосковых линий рассчитаны по формуле (1), расчет компланарной полосковой и щелевой представлен в литературе [2]. Общий вид системы представлен на рис. 3.

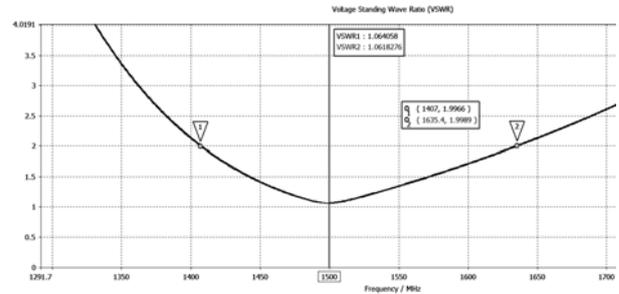


Рис. 4. КСВН антенной системы. Результаты моделирования

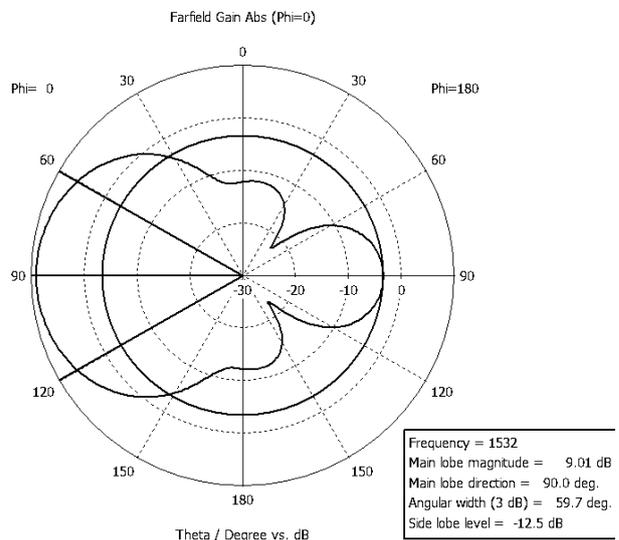


Рис. 5. КУ антенной системы. Суммарный режим. Результаты моделирования

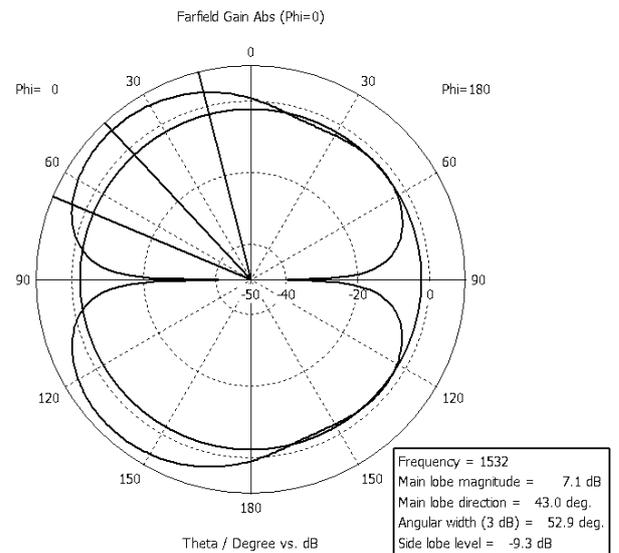


Рис. 6. КУ антенной системы. Разностный режим. Результаты моделирования

В качестве результатов моделирования стоит отметить ширину полосы 228 МГц (при условии $K_{СВН} < 2$).

Коэффициент усиления для суммарного режима 9 дБ, ширина главного лепестка 60° , коэффициент усиления для разностного режима 7,1 дБ. Диаграмма направленности по разностному режиму содержит 2 лепестка, отклоненных в стороны от главного направления на 43° .

Результаты

Антенная система скоммутирована отрезками кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом, далее была измерена прибором Agilent PNA-X N5247A. На рис. 7 представлен график зависимости КСВ системы от частоты для двух режимов работы.

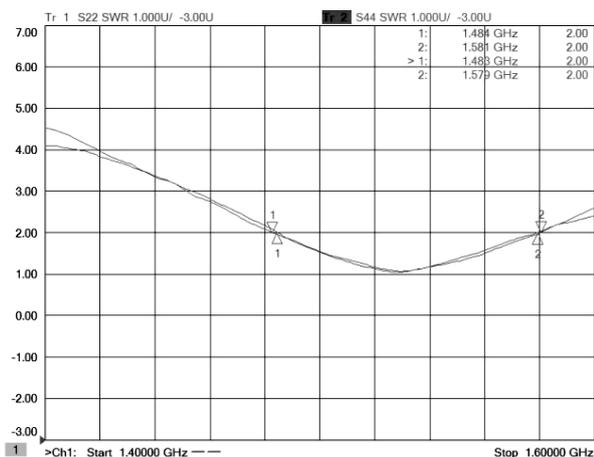


Рис. 7. КСВ антенной системы

Пики относительно результатов моделирования на 40 МГц. Полоса пропускания составляет 96–97 МГц для двух режимов работы. Измерения коэффициента усиления проводились в открытом пространстве с помощью портативной системы для измерения электромагнитных полей Rohde&Schwarz TS-EMF. Ниже представлен измеренный КУ системы для частоты 1532 МГц, сплошной линией показан суммарный режим работы, пунктирной – разностный. Для суммарного режима коэффициент усиления в направлении главного лепестка составляет 8 дБ, ширина лепестка около 60° , для разностного КУ – 5 дБ.

УДК 621.396.67.012.12

Г.Г. Гошин, Н.В. Каргаполова

Ближнеполевые измерения диаграммы направленности пирамидальной рупорной антенны

Проведены измерения амплитудно-фазового распределения поля пирамидальной рупорной антенны в зоне Френеля на сканере ближнего поля. По результатам измерений были рассчитаны диаграммы направленности исследуемой антенны в дальней зоне. Проведена оценка максимального шага измерения сканера и минимального расстояния между раскрытием антенны и плоскостью сканирования.

Ключевые слова: антенные измерения, сканер ближнего поля, диаграмма направленности антенны.

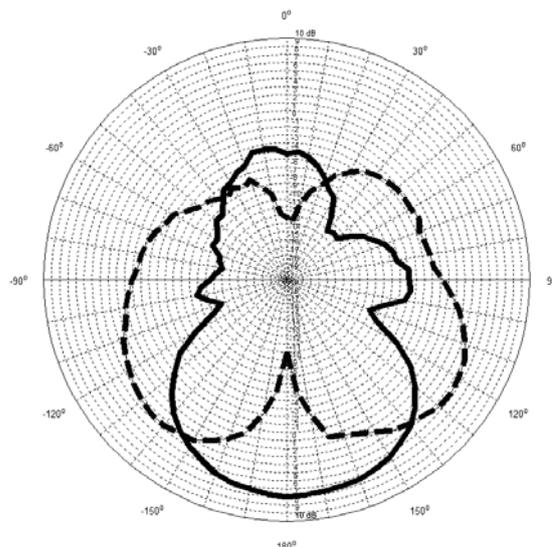


Рис. 8. КУ антенной системы для двух режимов работы

Заключение

Была рассчитана, смоделирована и изготовлена антенная система на планарных элементах Яги–Уда с симметрирующими трансформаторами и микрополосковым делителем с поддержкой двух режимов работы. Отклонение от модели по КСВ составило 40 МГц, ширина полосы изготовленной антенны уменьшилась с 228 до 96 МГц с центральной частотой 1532 МГц; при этом линии для разностного и суммарного режимов работы совпадают, что говорит о минимальных отклонениях фазовой характеристики делителя. Коэффициент усиления системы меньше на 2 дБ от модели, диаграммы направленности модели и изготовленной антенны подобны друг другу. Габариты системы составляют 135:100:100 мм.

Литература

1. Быстров Р.П., Потапов А.А. Функциональные устройства и элементная база радиолокационных систем / Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН. – 2009. – № 1, 2. – С. 43–58.
2. David M. Pozar, Microwave Engineering 4th Edition. – John Wiley & Sons, Inc., 2012.
3. Bahl I.J., Bhartia P. and Stuchly S.S. Design of Microstrip Antennas Covered with a Dielectric Layer // IEEE Trans. Antennas Propagation. – 1982. – Vol. 30.

Поле излучения любой антенны условно можно разделить на три зоны: дальнюю, промежуточную и ближнюю. В каждой зоне поле имеет свои свойства. В большинстве применений передающая и приёмная антенны, входящие в состав любой радиолинии, находятся относительно друг друга в дальней зоне. Для дальней зоны вводятся все параметры и характеристики излучения антенн, в частности диаграмма направленности (ДН), форма которой в этой зоне не зависит от расстояния. Поэтому в дальней зоне и проводятся измерения ДН. Однако для антенн с высокой направленностью расстояние может составлять сотни длин волн и более, что требует для измерений создавать большие камеры и полигоны.

Если из дальней зоны приближаться к исследуемой антенне, то мы окажемся в промежуточной зоне, или зоне Френеля. В промежуточной зоне форма ДН начинает зависеть от расстояния и отличаться от измеренной в дальней зоне. Поэтому в случаях отсутствия возможности измерения в дальней зоне или в условиях ограниченного помещения применяются ближнеполевые методы измерения характеристик направленности антенн в промежуточной зоне. Одним из них является голографический (амплифазометрический) метод [1]. Суть его заключается в том, что диаграмма направленности антенны может быть рассчитана по измеренному амплитудно-фазовому распределению (АФР) поля на некоторой поверхности, обычно плоской, расположенной в зоне Френеля.

Область, примыкающая непосредственно к антенне, называется ближней зоной. В этой области поле имеет как продольные, так и поперечные компоненты поля со сложной зависимостью от координат. Вектор Пойнтинга является комплексным, что свидетельствует о том, что вблизи антенны находится реактивная, не распространяющаяся часть поля, определяющая реактивную мощность. Понятие характеристик излучения антенн в ближней зоне лишено всякого смысла.

Поле в промежуточной зоне, как и в дальней, имеет поперечный характер ($E_r = H_r = 0$), а в окрестности любой точки наблюдения локально является плоской волной с линейной зависимостью между векторами электрического и магнитного поля:

$$\vec{E} = W\vec{H}, \quad (1)$$

где W – волновое сопротивление среды.

Согласно [2] расстояние между антенной и измерительным зондом z составляет от 3λ до 10λ , где λ – длина волны. Пространство между точками измерения по осям не должно превышать $\lambda/2$ [3], т.е. шаг измерения определяется как

$$\Delta x \leq \lambda/2. \quad (2)$$

Целью данной работы является уточнение минимального расстояния между антенной и зондом, а также максимального шага измерения амплитудно-фазового распределения поля посредством плоского сканера для пирамидальной рупорной антенны. Гео-

метрические размеры апертуры антенны составляют $0,137 \times 0,11$ м.

Измерительные установки

Измерения были проведены на двух измерительных установках. В состав первой измерительной установки (ИУ-1), фотография которой приведена на рис. 1, входят:

- 1) векторный анализатор цепей (ВАЦ) «Cobalt» C1220;
- 2) измерительные кабели марки «Radiall Testpro3, DC-40GHz»;
- 3) измерительный зонд в виде коаксиально-волноводного перехода (КВП) сечением 23×10 мм;
- 4) измеряемая рупорная антенна;
- 5) координатная сетка;
- 6) стойка деревянная;
- 7) персональный компьютер.

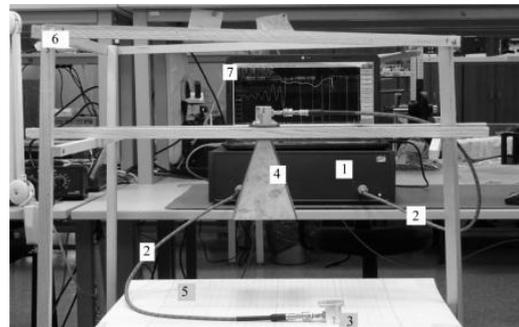


Рис. 1. Внешний вид первой измерительной установки

Вторая измерительная установка (ИУ-2), фотография которой приведена на рис. 2, включает в себя двухкоординатный плоский сканер с контроллером управления и перемещения зонда и измерительный прибор ВАЦ «P4M-18».

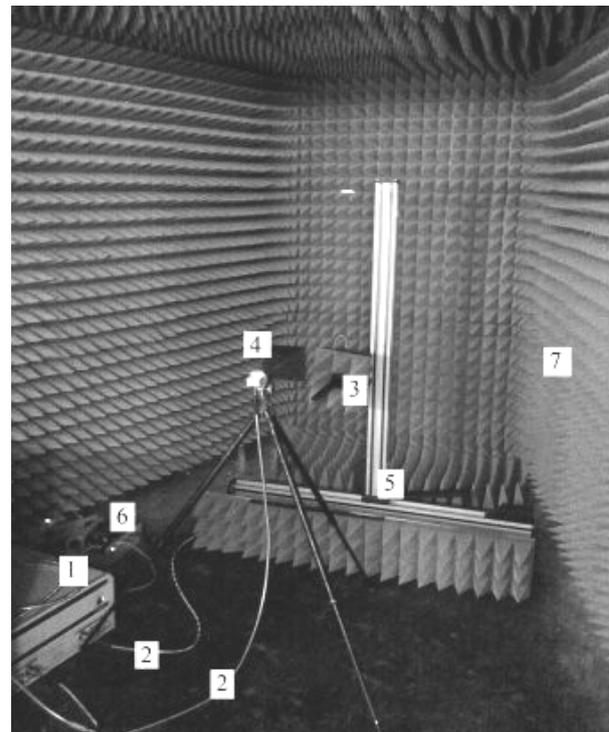


Рис. 2. Внешний вид второй измерительной установки

Измерения автоматизированы: управление перемещением зонда, а также процесс измерения и записи результатов в конечный файл осуществляются программно. Измерения проводились в экранированной безэховой камере. В состав измерительной системы входят:

- 1) ВАЦ «Р4М-18»;
- 2) измерительные СВЧ-кабели фирмы «Микран»;
- 3) измерительный волноводный зонд;
- 4) измеряемая антенна рупорная;
- 5) двухкоординатный плоский сканер;
- 6) контроллер управления и синхронизации;
- 7) радиопоглотитель.

В качестве исследуемой антенны используется пирамидальный рупор. Рабочий диапазон частот рупорной антенны: 8,12–12,4 ГГц.

Исследование влияния расстояния между зондом и плоскостью раскрыва исследуемой антенны на восстановление ДН антенны

Для исследования влияния расстояния между зондом и плоскостью раскрыва секториального рупора на результат восстановления ДН антенны было проведено три измерения на частоте $f = 12$ ГГц на расстояниях: 7,3 см (ИУ-2), соответствующем 3λ ; 11 см (ИУ-1), соответствующем $4,4\lambda$, и 15 см (ИУ-1), соответствующем 6λ , при постоянном шаге сканирования 1,2 см в плоскостях H ($\varphi = 0^\circ$) и E ($\varphi = 90^\circ$). Углы θ^H и θ^E отсчитываются от нормали к раскрыву апертуры рупорной антенны в плоскостях H и E соответственно (рис. 3).

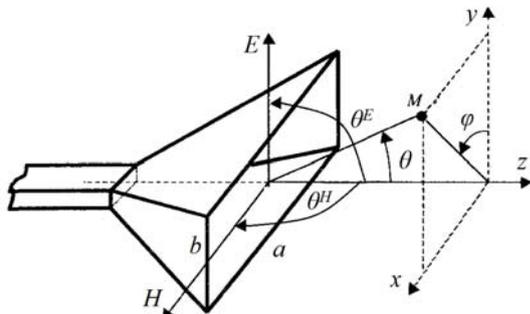


Рис. 3. Расположение антенны в сферической системе координат и плоскость сканирования

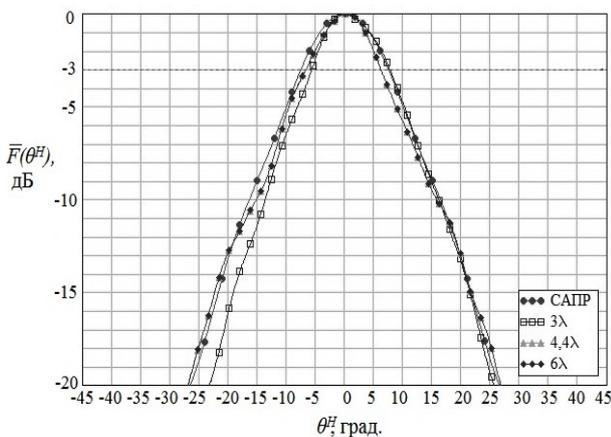


Рис. 4. Диаграммы направленности в плоскости H , полученные на разных расстояниях, $f = 12$ ГГц

Диаграммы направленности, восстановленные из АФР поля в зоне Френеля, сравниваются с ДН, полученной путем электродинамического моделирования (рис. 4, 5).

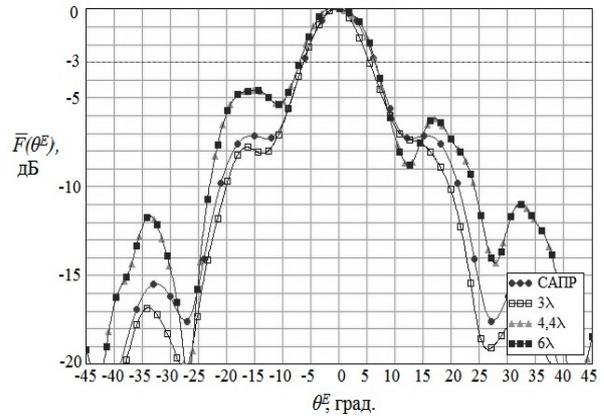


Рис. 5. Диаграммы направленности в плоскости E , полученные на разных расстояниях, $f = 12$ ГГц

Затем была определена разница между ДН, полученной в системе автоматизированного проектирования (САПР), и восстановленной для каждого из расстояний между антенной и зондом по формуле

$$\Delta \bar{F}(\theta, \varphi) = \bar{F}_{САПР}(\theta, \varphi) - \bar{F}_A(\theta, \varphi) \text{ [дБ]}, \quad (3)$$

где $\bar{F}_{САПР}(\theta, \varphi)$ – ДН антенны, полученная путем электродинамического моделирования; $\bar{F}_A(\theta, \varphi)$ – ДН антенны, восстановленная из ближнего поля.

Эти диаграммы приведены на рис. 6, 7.

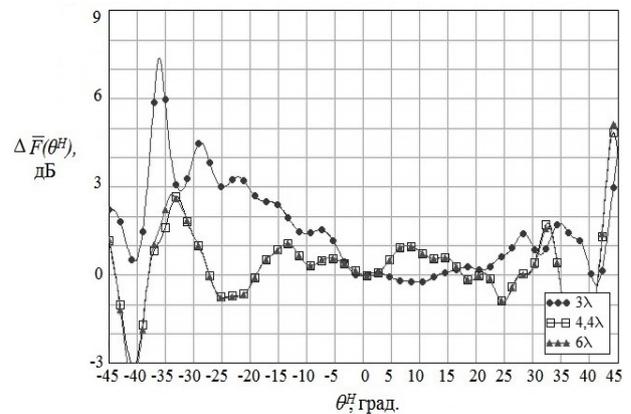


Рис. 6. Отклонение ДН в плоскости H , полученных на разных расстояниях, $f = 12$ ГГц

Наибольшие искажения ДН в плоскости H наблюдаются при $z = 3\lambda$. Максимальное отклонение от ДН, полученной в САПР, составляет 7,3 дБ. Наиболее точное значение ширины ДН можно получить при $z = 4,4\lambda$ и $z = 6\lambda$. Ширина ДН в плоскости H , полученной в САПР, при $f = 12$ ГГц составляет 14° .

Диаграмма направленности в плоскости E при $z = 3\lambda$ наиболее близко повторяет форму ДН, полученной в САПР, однако ширина ДН уже, чем у ДН при $z = 4,4\lambda$ и при $z = 6\lambda$. Для ИУ-1, на которой были проведены измерения на расстоянии $z = 4,4\lambda$ и

$z = 6\lambda$, характерно повышение уровня боковых лепестков из-за наличия погрешности позиционирования зонда и погрешности соблюдения параллельного расположения плоскости его апертуры к плоскости апертуры антенны в каждой точке измерения. Ширина ДН в плоскости E , полученной в САПР, на частоте 12 ГГц составляет $12,5^\circ$.

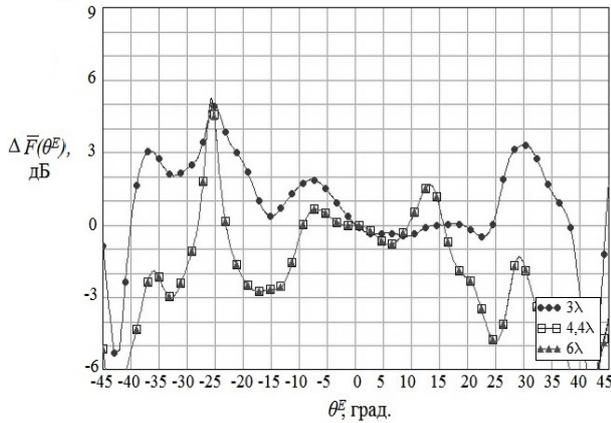


Рис. 7. Отклонение ДН в плоскости E , полученных на разных расстояниях, $f = 12$ ГГц

Исследование влияния шага сканирования на результат восстановления ДН антенны

Для проведения исследования влияния шага на результат восстановления ДН были проведены измерения АФР поля в промежуточной зоне при $f = 8,5$ ГГц на расстоянии 15 см между измерительным зондом и исследуемой антенной с шагом 1,2 см (ИУ-1), соответствующим $0,34\lambda$, и 1,8 см (ИУ-2), соответствующим $0,5\lambda$, и получены диаграммы направленности.

Наименьшие искажения ДН в плоскости H наблюдаются при $\Delta x = 0,34\lambda$ (рис. 8).

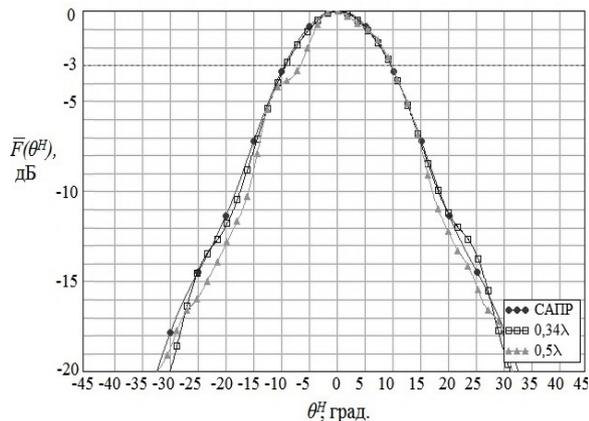


Рис. 8. Диаграммы направленности в плоскости H , $f = 8,5$ ГГц, расстояние $-4,2\lambda$

В области углов $\pm 15^\circ$ при $\Delta x = 0,34\lambda$ отклонение восстановленной ДН от ДН, полученной в САПР, меньше, чем у ДН при $\Delta x = 0,5\lambda$ (рис. 9). Максимальное отклонение ДН составляет около 9 дБ для шага измерения $\Delta x = 0,34\lambda$ при $\theta \approx -37^\circ$ на уровне ниже минус 20 дБ. Предположительной причиной данных расхождений являются погрешности

измерения сигналов низкого уровня на фоне переотражений от элементов конструкции первой измерительной установки. Ширина ДН в плоскости H , полученной путем электродинамического моделирования, при $f = 8,5$ ГГц составляет $18,9^\circ$.

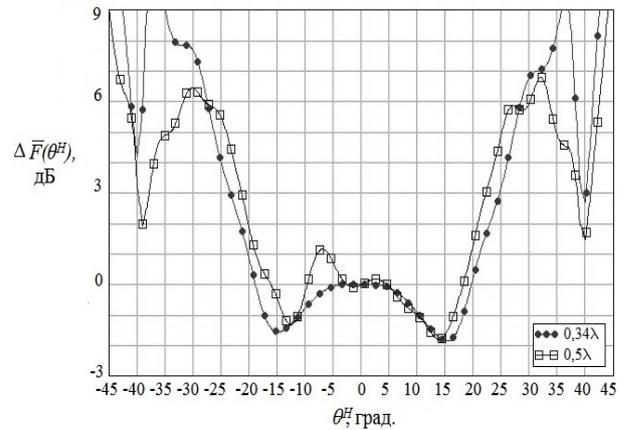


Рис. 9. Отклонение ДН в плоскости H , $f = 8,5$ ГГц, расстояние $-4,2\lambda$

Диаграмма направленности в плоскости E в секторе углов $\pm 15^\circ$ при $\Delta x = 0,34\lambda$ имеет меньшее отклонение от ДН, полученной в САПР, по сравнению с ДН при $\Delta x = 0,5\lambda$ (рис. 10, 11). Ширина ДН в плоскости E , полученной путем электродинамического моделирования, при $f = 8,5$ ГГц составляет $16,9^\circ$.

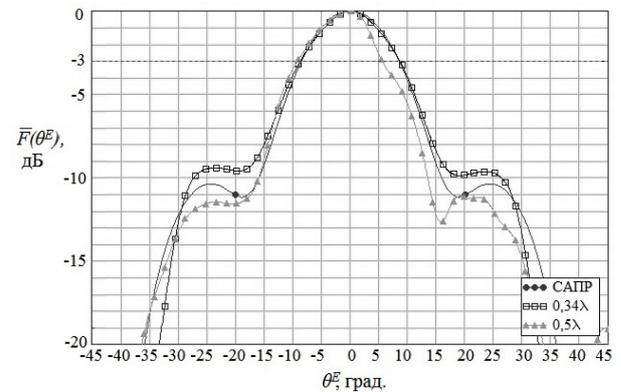


Рис. 10. Диаграммы направленности в плоскости E , $f = 8,5$ ГГц, расстояние $-4,2\lambda$

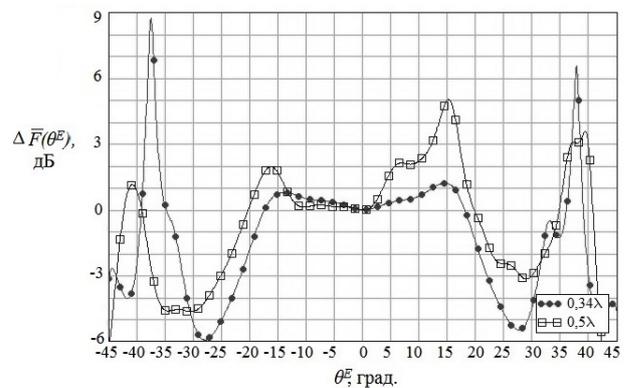


Рис. 11. Отклонение ДН в плоскости E , $f = 8,5$ ГГц, расстояние $-4,2\lambda$

Заключение

В результате проведённых исследований было установлено, что минимальное расстояние от зонда до исследуемой рупорной антенны с шириной ДН 14° составляет 4λ . Максимальный шаг перемещения зонда для плоского сканера не должен превышать $\lambda/3$. Эти исследования, строго говоря, справедливы для данной антенны и носят предварительный характер. Для более обоснованных выводов необходимо провести измерения в выбранном диапазоне частот с антеннами, имеющими другие размеры апертуры.

УДК 621.396.677.73

П.Д. Куроптев, В.В. Левяков, А.В. Фатеев

Исследование рупорной секции широкополосной рупорной антенны диапазона 0,8–50 ГГц

Исследуются размеры апертуры, длина и конструкция боковых стенок рупорной секции широкополосной рупорной антенны. Показано, что при различных размерах апертуры, длины и конструкции боковых стенок рупора изменяется коэффициент стоячей волны антенны. Приведены диаграммы направленности антенны при различных вариантах боковых стенок. Определены размеры рупорной секции, обеспечивающие минимальное значение коэффициента стоячей волны в рабочем диапазоне частот.

Ключевые слова: широкополосная рупорная антенна, коаксиально-волноводный переход, согласующее ребро, рупорная секция, апертура, боковые стенки, коэффициент стоячей волны, диаграмма направленности.

В настоящее время прогресс в СВЧ-технике влечёт за собой повсеместную модернизацию старых и открытие новых лабораторий и испытательных комплексов для телекоммуникации, радиолокации и электромагнитной совместимости, где используется широкополосное измерительное оборудование, в состав которого входят широкополосные рупорные антенны, имеющие высокий коэффициент усиления, низкий уровень боковых лепестков, а также простую схему возбуждения.

Этапы построения антенны

В [1] описана широкополосная рупорная антенна с двумя согласующими рёбрами диапазона 0,8–30 ГГц, изображённая на рис. 1, а также приведены характеристики, полученные в результате её моделирования в САПР. В процессе работы над антенной частотный диапазон был расширен до 50 ГГц.

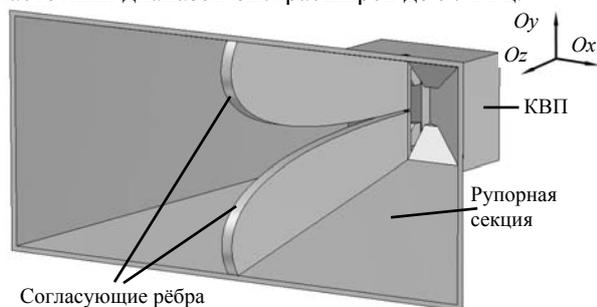


Рис. 1. Модель широкополосной рупорной антенны

Расчёт модели такой антенны состоит из следующих этапов:

Литература

1. Бахрах Д.Д. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне / Д.Д. Бахрах, С.Д. Кремнецкий. – Л.: Наука, 1985. – 272 с.
2. Antenna Measurement Theory [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www1.isti.cnr.it/~salerno/Microonde/Intro_Ant_meas.pdf, свободный (дата обращения: 15.09.2016).
3. Захарьев Л.Н. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Л.Н. Захарьев, А.А. Леманский, В.И. Турчин и др.; Под ред. Н.М. Цейтлина. – М.: Радио и связь, 1985. – 368 с.

1. Расчёт коаксиально-волноводного перехода (КВП).
2. Расчёт согласующих рёбер.
3. Расчет рупорной секции.

В [1] был рассмотрен КВП, в результате чего выбрана модель с минимальным количеством элементов, что уменьшает количество щелей при изготовлении, которые вызывают резонансные эффекты в характеристиках коэффициента усиления и коэффициента стоячей волны (КСВ). Далее в [2] были исследованы пять различных кривых, описывающих профиль согласующих рёбер: экспоненциальная, эллиптическая, кубическая кривая Безье, экспоненциальная с сегментом окружности и полиномиальная. Профиль рёбер является очень важным параметром, влияющим на то, как основная и ТЕ-моды высшего порядка распространяются вдоль длины рупорной антенны. Резкие изменения в профиле могут повлечь возбуждение мод высшего порядка, которые приводят к нежелательным резонансным эффектам в характеристике КСВ. В работе [2] было показано, что кубическая кривая Безье обеспечивает минимальное значение КСВ по всему рабочему диапазону. Таким образом, последним элементом перед получением модели широкополосной рупорной антенны для производства является рупорная секция.

Рупорная секция

Рупорная секция может рассматриваться как волновод с согласующими ребрами, боковые стенки которого постепенно расширяются к апертуре. Следовательно, размеры по ширине и высоте волновода,

а также ширина рёбер и расстояние между ними определяют её импеданс [3]. В большинстве опубликованных исследований по широкополосным рупорным антеннам с согласующими рёбрами рупорная секция рассматривается как трансформатор импеданса. Для достижения низкого значения КСВ рупор сконструирован таким образом, чтобы его сопротивление плавно менялось от волнового сопротивления возбуждающей коаксиальной линии (50 Ом) до волнового сопротивления свободного пространства (120π Ом).

Параметрическое исследование выполняется с целью определения влияния длины и конфигурации боковых стенок рупорной секции, а также размеров апертуры на КСВ.

Исследование апертуры рупора

Размеры апертуры описываются двумя параметрами – высотой h и шириной w . Эти параметры определяют частоту среза основной моды и влияют на величину коэффициента усиления. По мере увеличения ширины апертуры уменьшается главный лепесток диаграммы направленности (ДН) и увеличивается значение коэффициента усиления и наоборот. Сечение рупора и профили рёбер для разных высот апертуры показаны на рис. 2. Диапазон изменения – от $0,3\lambda$ до $0,5\lambda$ относительно нижней рабочей частоты 0,8 ГГц.

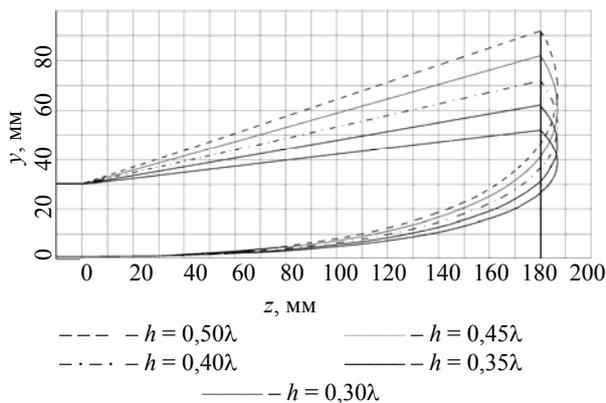


Рис. 2. Рупор и профили рёбер при изменении высоты апертуры

Характеристики КСВ для различных размеров высоты апертуры представлены на рис. 3.

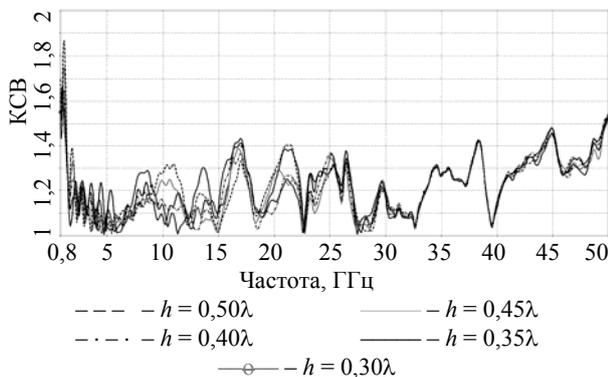


Рис. 3. КСВ антенны при изменении высоты апертуры

Из рисунка видно, что изменение высоты апертуры не вызывает значительных изменений в характеристике КСВ на частотах выше 2,4 ГГц. Характеристики КСВ в диапазоне от 0,8 до 2,4 ГГц приведены на рис. 4.

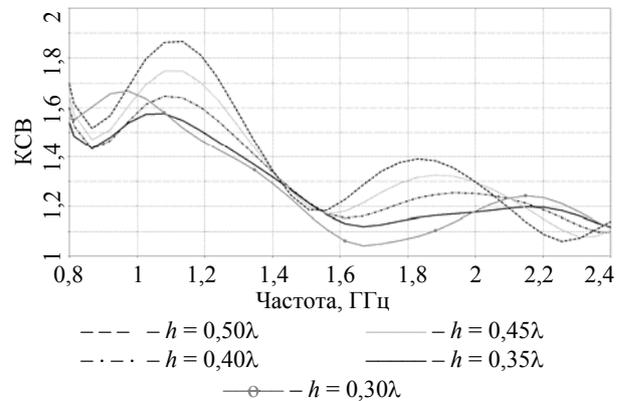


Рис. 4. КСВ антенны в нижней части рабочего диапазона при изменении высоты апертуры

Можно заметить, что на низких частотах рабочего диапазона с ростом высоты апертуры увеличивается значение частоты, на которой значение КСВ превышает 1,5. В качестве оптимального варианта будем использовать высоту апертуры $h = 0,35\lambda$, так как при данном параметре КСВ не превышает значение 1,57 во всем диапазоне.

Изменение ширины апертуры рупорной секции показано на рис. 5. Диапазон изменения – от $0,53\lambda$ до $0,80\lambda$.

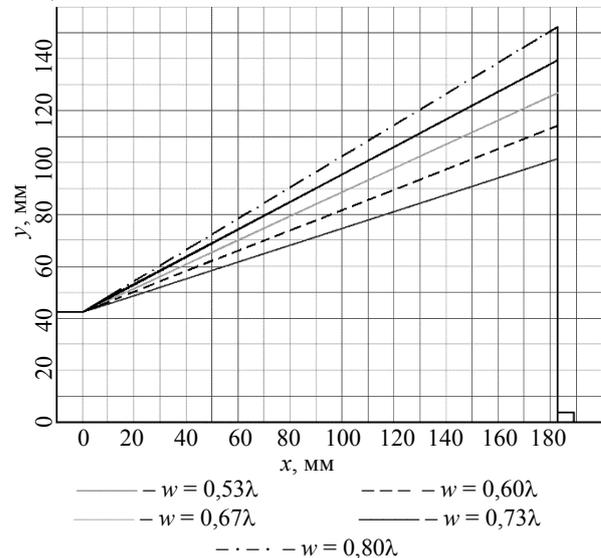


Рис. 5. Рупор при изменении ширины апертуры

Как и в случае изменения высоты, изменение ширины апертуры незначительно влияет на КСВ на частотах выше 2,4 ГГц. Характеристики КСВ на нижней части рабочего диапазона при различных размерах ширины апертуры приведены на рис. 6.

Анализируя зависимости на рис. 6, можно сделать вывод, что, увеличивая ширину апертуры можно уменьшить частоту, при которой КСВ будет иметь

значение выше 1,5. После дополнительных исследований было установлено, что оптимальный размер ширины апертуры равен $w = 0,72\lambda$.

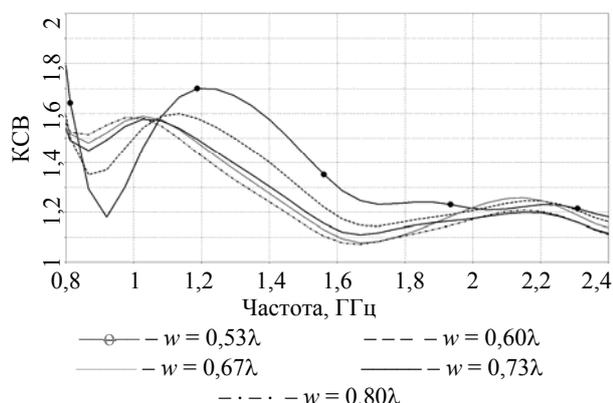


Рис. 6. КСВ антенны в нижней части рабочего диапазона при изменении ширины апертуры

Исследование длины рупора

Длина рупорной секции описывается параметром l . Изменение длины в диапазоне от $0,27\lambda$ до $0,53\lambda$ показано на рис. 7. Стоит отметить, что изменение длины приводит к корректированию профиля согласующих рёбер, описанного кубической кривой Безье. С увеличением длины постепенно уменьшается радиус скругления ребра возле апертуры, а их сужение происходит более плавно.

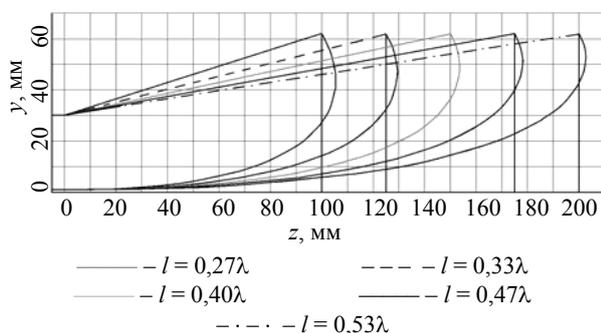


Рис. 7. Рупор и профили рёбер для разных длин рупора

Изменение длины незначительно влияет на КСВ на частотах выше 5 ГГц, характеристики КСВ ниже указанной частоты приведены на рис. 8.

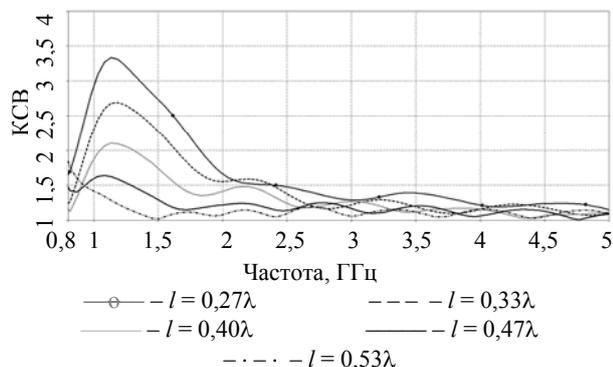


Рис. 8. КСВ антенны в нижней части рабочего диапазона при изменении длины рупора

Из рисунка видно, что с уменьшением длины снижается частота, на которой КСВ не превышает 1,5. При значениях $l \geq 0,47\lambda$ характеристика КСВ имеет незначительные изменения. Примем за оптимальную длину рупорной секции $l = 0,48\lambda$.

Исследование боковых стенок рупора

Традиционная конструкция рупорной секции включает в себя четыре металлические стенки: верхняя и нижняя в H -плоскости, а боковые – в E -плоскости. Однако, было показано, что из-за высокой концентрации электрической энергии между согласующими рёбрами боковые стенки рупора оказывают влияние на характеристики антенны, особенно на высоких частотах [4]. В качестве варианта устранения ухудшений был предложен вариант с диэлектрическими вставками в металлических боковых стенках, которые облегчали массу антенны, но не улучшили характеристики. Данный факт привёл к тому, что металлические боковые стенки заменили на металлические вставки, которые выполняют роль плоского отражателя на частотах ниже 4 ГГц, но не ухудшают характеристики на высоких частотах [5]. Позже было установлено, что металлические вставки также отрицательно влияют на ДН, и их исключили из конструкции [6]. Кроме того, для снижения уровня дифракции острые углы верхней и нижней стенки были скруглены.

Для того чтобы проследить влияние боковых стенок на КСВ и ДН антенны, было проведено исследование четырех разных конструкций: металлической, металлической с диэлектрическими вставками, с металлическими вставками и без боковых стенок. Модели антенн с перечисленными вариантами боковых стенок приведены на рис. 9.

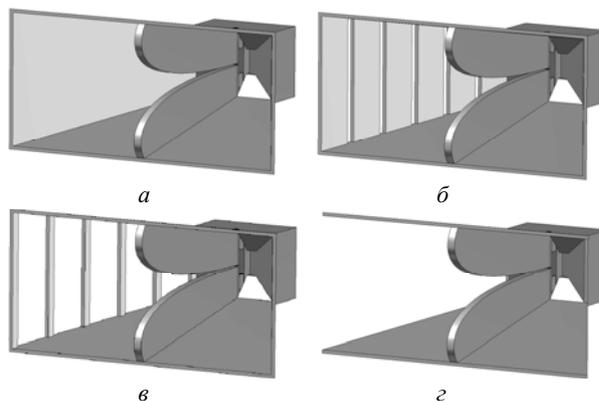


Рис. 9. Модели широкополосных рупорных антенн с разными вариантами боковых стенок: металлические – а; с диэлектрическими вставками – б; с металлическими вставками – в; без боковых стенок – г

КСВ в нижней части частотного диапазона при различных вариантах боковых стенок приведены на рис. 10.

Незначительное улучшение вызывает ликвидация боковых стенок: КСВ не превышает значение выше 1,5 по всему рабочему диапазону частот, кроме нижней граничной частоты 0,8 ГГц, где КСВ равен 1,58.

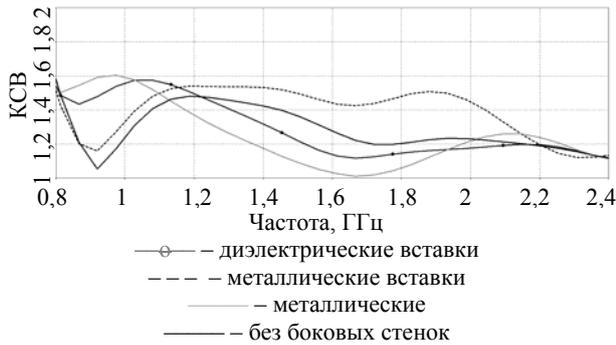


Рис. 10. КСВ антенны на нижней части рабочего диапазона при различных конструкциях боковых стенок

Незначительное улучшение вызывает ликвидация боковых стенок: КСВ не превышает значения выше 1,5 по всему рабочему диапазону частот, кроме нижней граничной частоты 0,8 ГГц, где КСВ равен 1,58.

Начиная с 18 ГГц, наблюдаются ухудшения ДН антенны и провал в её главном лепестке. Влияние различных вариантов боковых стенок на ДН в плоскости E на частоте 18 ГГц приведено на рис. 11. В плоскости H ДН имеет схожий вид.



Рис. 11. ДН антенны в плоскости E на 18 ГГц при различных конструкциях боковых стенок

При отсутствии боковых стенок увеличивается ширина ДН, но появляется провал в её основном лепестке. У модели с металлическими боковыми

стенками наблюдается высокий уровень боковых лепестков.

Заключение

В ходе выполненных исследований рупорной секции широкополосной рупорной антенны были определены её оптимальные размеры: высота апертуры $h = 0,35\lambda$, ширина апертуры $w = 0,72\lambda$ и длина $l = 0,48\lambda$. Кроме того, было показано влияние боковых стенок на характеристики антенны, что привело к их удалению для достижения увеличения ширины ДН и снижения КСВ. В частотном диапазоне от 0,8 до 50 ГГц КСВ антенны не превышает значения 1,5, за исключением нижней граничной частоты 0,8 ГГц, где КСВ достигает значения 1,58. Отсутствие боковых стенок облегчает массу антенны и её изготовление.

Коллектив авторов выражают искреннюю благодарность профессору кафедры СВЧКР Гошину Геннадью Георгиевичу за помощь в работе и полезные советы.

Литература

1. Куроптев П.Д. Широкополосная рупорная антенна диапазона 0,8–30 ГГц / П.Д. Куроптев, В.В. Левяков, А.В. Фатеев // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 23–28.
2. Куроптев П.Д. Исследование профиля согласующих ребер широкополосной рупорной антенны / П.Д. Куроптев, В.В. Левяков, А.В. Фатеев // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016): матер. конф.: в 13 т. (Севастополь, 4–10 сент. 2016). – Москва; Минск; Севастополь, 2016. – Т. 5. – С. 1134–1140.
3. Van der Merwe P.H. An optimized dual-polarized quad-ridged horn antenna with pyramidal sidewalls / P.H. van der Merwe // Submitted in partial fulfilment of the requirements for the degree Master of Engineering. University of Pretoria. – 2013. – 103 p.
4. Abbas-Azimi M. Design and optimization of a new 1–18 GHz double-ridged guide horn antenna / M. Abbas-Azimi, F. Arazm, J. Rashed-Mohassel, R. Faraji-Dana // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2007. – Vol. 21, No. 4. – P. 501–516.
5. Ghorbani M. Double ridged horn antenna designs for wideband applications / M. Ghorbani, A. Khaleghi // 19th Iranian Conference on Electrical Engineering. – 2011. – P. 501–516.
6. Rodriguez V. New broadband EMC double-ridged guide horn antenna // RF Design. – 2004. – No. 5. – P. 44–47.

УДК 621.372

С.А. Подлиннов, А.Ю. Попков, А.В. Фатеев

Направленный ответвитель с неоднородным диэлектрическим заполнением

Проведено исследование влияния неоднородного диэлектрического заполнения в поперечном сечении направленного ответвителя диапазона 6–67 ГГц на его частотные характеристики. За основу был взят направленный ответвитель на симметричных связанных полосковых линиях с комбинированной связью.

Ключевые слова: направленный ответвитель, диэлектрическая проницаемость, полосковая линия, направленность, переходное ослабление.

Направленный ответвитель (НО) – это четырёх-портовое пассивное устройство, предназначенное для направленного отбора мощности из основного канала во вторичный. Его широко применяют в радиоизмерительной аппаратуре, такой как скалярные и векторные анализаторы цепей, рефлектометры, радиометры [1, 2], а также в других радиотехнических системах для сложения, разветвления и смешивания сигналов, для измерения параметров передачи и отражения, для контроля и стабилизации уровня мощности и частоты сигнала.

Характеристики и параметры направленного ответвителя

В полосковых НО линии передачи в камере связи можно расположить несколькими способами относительно друг друга. На этом основана классификация НО по типу связи линий. Различают полосковые линии с боковой связью (рис. 1, а), с лицевой связью (рис. 1, б) и комбинированной связью (рис. 1, в). Направленный ответвитель с боковой связью используются в случае, когда основными характеристиками выступают направленность, возвратные потери, переходное ослабление. Направленный ответвитель с боковой связью имеет больший коэффициент связи по сравнению с лицевой связью, где его максимальное значение зависит от толщины среднего слоя диэлектрика. При этом главным недостатком таких линий является реализация однородной структуры диэлектрического заполнения, которое нарушается при послойной сборке устройств на их основе. В этом случае образуется воздушная полость, влияющая на частотные характеристики разрабатываемых устройств [3, 4]. В НО с лицевой связью коэффициент связи (КС) не изменяется вдоль области связи (ОС), а воздушная полость имеет меньшие размеры, так как линии находятся по разные стороны среднего слоя диэлектрика. Поэтому чаще всего используют НО с боковой и комбинированной связью. Используя НО с комбинированной связью, КС вдоль ОС можно задавать произвольно. Однако линия передачи в этом случае становится нерегулярной.

Таким образом, в целях исследования были выбраны полосковые связанные линии с комбинированной связью (рис. 1, в).

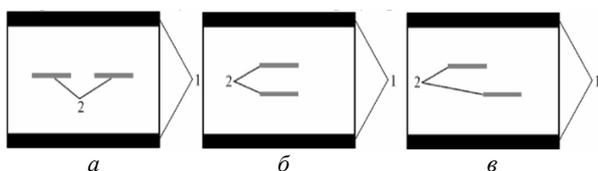


Рис. 1. Варианты топологий связанных полосковых линий в поперечном сечении: 1 – металлические стенки корпуса устройства; 2 – связанные полосковые линии

Описание работы направленного ответвителя обычно сводится к получению основных его характеристик: направленности D , переходного ослабления C , потерь в основном канале L и возвратных потерь на i -м порту RL [5].

$$D = 10 \lg \frac{P_3}{P_4}; \quad (1)$$

$$C = 10 \lg \frac{P_1}{P_3}; \quad (2)$$

$$L = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}; \quad (3)$$

$$RL = 10 \lg \frac{P'}{P_1}, \quad (4)$$

где P_i – мощность на i -м порту, P' – мощность отраженная от i -го порта.

На частотные характеристики НО оказывают влияние как его геометрические (высота, ширина и длина камеры связи, толщина среднего слоя диэлектрика, толщина полосковых линий), так электрофизические (относительная диэлектрическая проницаемость, коэффициент связи, волновое сопротивление) параметры. В [5, 6] подробно рассмотрено влияние геометрических параметров на частотные характеристики направленного ответвителя. В данной статье рассмотрено влияние однородности относительной диэлектрической проницаемости заполнения НО на его частотные характеристики.

Моделирование НО

По алгоритму, который подробно изложен в [7, 8], была рассчитана топология направленного ответвителя диапазона 6–67 ГГц. Моделирование проводилось путем изменения относительной диэлектрической проницаемости от 2,2 до 2,46 с шагом, равным 0,065 верхних и нижних слоев, при неизменной относительной диэлектрической проницаемости среднего слоя, величина которой равна 2,2. Значения относительной диэлектрической проницаемости выбирались таким образом, что значения $\epsilon_r=2,2$ и $\epsilon_r=2,33$ являются СВЧ-диэлектриками, производимыми компанией ROGERS, полученные результаты можно подтвердить на практике. Значения относительных диэлектрических проницаемостей равные $\epsilon_r=2,265$; $\epsilon_r=2,395$; $\epsilon_r=2,46$, были взяты для выявления закономерности изменений частотных характеристик в зависимости от разницы относительных диэлектрических проницаемостей среднего и боковых слоев.

Для устранения влияния предельной частоты НО, обусловленной возбуждением высших типов колебаний, которые ухудшают направленность и переходное ослабление, была выбрана топология платы с минимальной высотой камеры связи $b=0,381$ мм (рис. 2). Все три слоя имеют одинаковую толщину 0,127 мм.

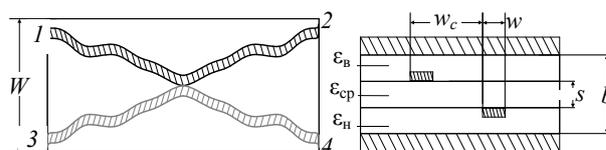


Рис. 2. Вид сверху (слева) и поперечное сечение (справа) нерегулярных симметричных полосковых линий с комбинированной связью

Исследования проводились для двух моделей направленных ответвителей со значениями переходного ослабления $C = 16$ дБ, $C = 20$ дБ. Топологии НО выбраны таким образом, что $C = 16$ дБ является приближением сильной связи, а $C = 20$ дБ – приближением слабой связи [9]. Также было выявлено, что для суммарной толщины всех плат $b = 0,381$ мм, $C = 16$ дБ является максимально допустимым переходным ослаблением, так как больший коэффициент связи нельзя получить вследствие конструктивных особенностей данной топологии.

Обработка полученных данных

Результаты моделирования показали, что, вводя дополнительную неоднородность в виде неоднородно распределенного в поперечном сечении НО диэлектрика, предсказуемо изменяем входное сопротивление в сторону его уменьшения, а следовательно, и согласование (рис. 3, 4). Чем ближе входное сопротивление к 50 Ом, тем лучше согласование. Переходное ослабление слабо изменяется, в отличие от направленности (рис. 5), которая зависит от значений относительной диэлектрической проницаемости верхних и нижних слоев диэлектрика.

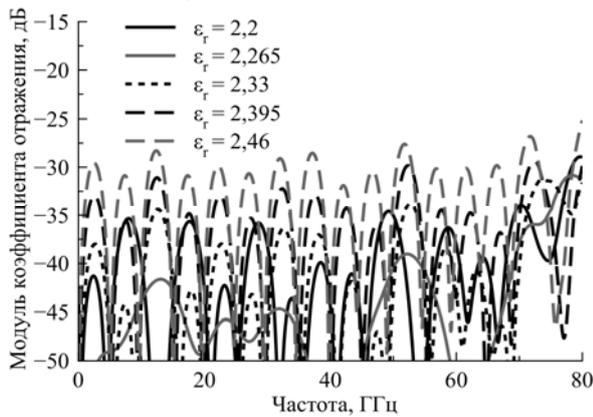


Рис. 3. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты для различных значений относительной диэлектрической проницаемости боковых плат при $C=16$ дБ

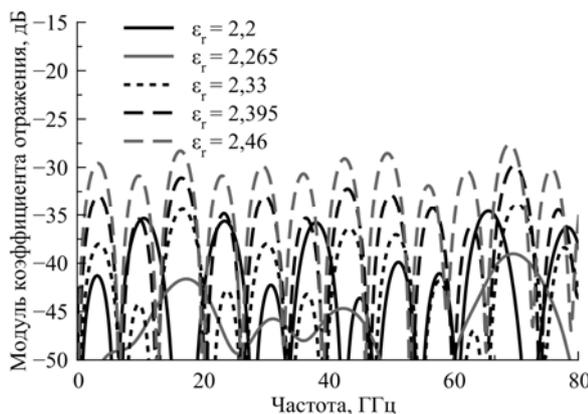


Рис. 4. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты для различных значений относительной диэлектрической проницаемости боковых плат при $C=20$ дБ

По результатам моделирования были получены частотные характеристики (рис. 3–8).

При изменении относительной диэлектрической проницаемости боковых плат относительно центральной платы на 4–6% характеристика коэффициента отражения значительно изменяется в области низких частот. При повышении частоты разброс в частотной характеристике модуля коэффициента отражения (см. рис. 3, 4) уменьшается, это связано с уменьшением волнового сопротивления.

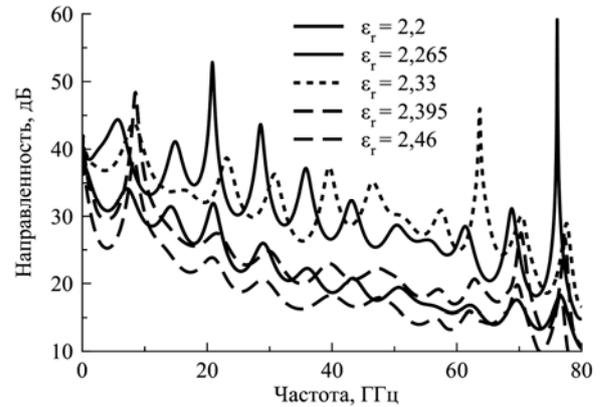


Рис. 5. Зависимость направленности от частоты для различных значений относительной диэлектрической проницаемости боковых плат при $C = 16$ дБ

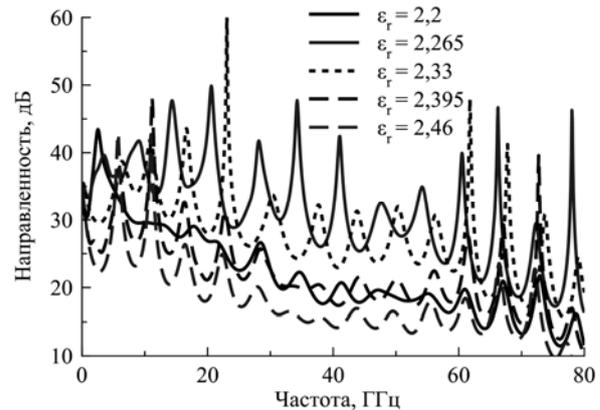


Рис. 6. Зависимость направленности от частоты для различных значений относительной диэлектрической проницаемости боковых плат при $C = 20$ дБ

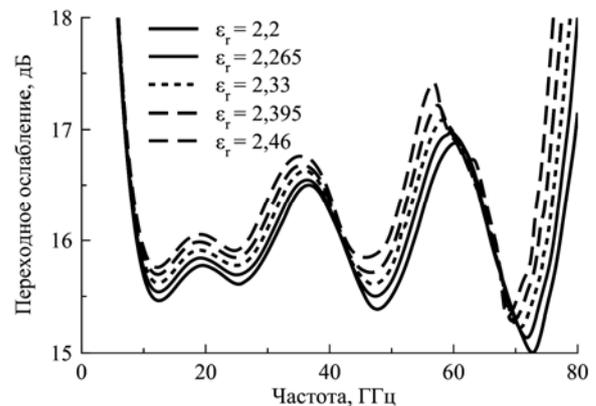


Рис. 7. Зависимость переходного ослабления от частоты для различных значений относительной диэлектрической проницаемости боковых плат при $C = 16$ дБ

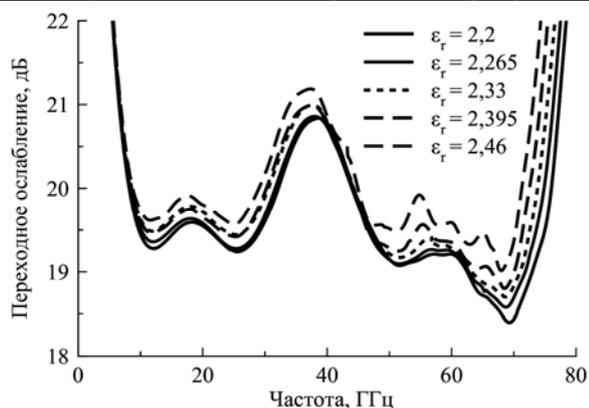


Рис. 8. Зависимость переходного ослабления от частоты для различных значений относительной диэлектрической проницаемости боковых плат при $C = 20$ дБ

Изменение диэлектрической проницаемости практически не оказывает влияния на потери в основном канале. Небольшое влияние изменение относительной диэлектрической проницаемости оказывает на переходное ослабление (рис. 7, 8), уменьшая рабочую полосу частот в области верхней рабочей частоты. Нижняя граничная частота направленного ответвителя остается неизменной. Значительное влияние изменение диэлектрика оказывает на направленность, поднимая ее во всем диапазоне рабочих частот (см. рис. 5, 6).

Наилучшие характеристики направленности получаются при увеличении относительной диэлектрической проницаемости боковых плат от 4 до 6%. При дальнейшем увеличении относительной диэлектрической проницаемости наблюдается ухудшение направленности направленного ответвителя на полосковых связанных линиях передач. Объяснение улучшения направленности в различиях фаз между четным и нечетным возбуждением.

Заключение

С помощью использования диэлектрика с неоднородной в поперечном сечении диэлектрической средой можно повысить направленность НО, незначительно изменив его остальные характеристики, такие как переходное ослабление и потери в основ-

ном канале. Согласование можно улучшить, уточнив топологию НО, учитывая указанную неоднородность.

Литература

1. Filatov A.V. A microwave four-channel null L-band radiometer / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin, D.E. Paraev // Instruments and Experimental Techniques. – 2012. – Vol. 55, № 1. – P. 59–64.
2. Filatov A.V. A two-receiver microwave radiometer with high transfer characteristic linearity / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin, A.A. Bombizov // Measurement Techniques. – 2013. – Vol. 55, № 11. – P. 1281–1286.
3. Исследование способов увеличения направленности симметричных направленных ответвителей диапазона 2–20 ГГц / Г.Г. Гошин, А.В. Зорин, А.Ю. Попков и др. // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, № 3. – С. 5–7.
4. Попков А.Ю. Исследование влияния воздушного заполнения вдоль связанных полосковых линий на частотные характеристики направленного ответвителя / А.Ю. Попков, С.А. Подлиннов, А.В. Фатеев // XI Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления»: матер. докл.: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2015. – С. 150–153.
5. К вопросу о повышении направленности широкополосных направленных ответвителей / Г.Г. Гошин, А.Ю. Попков, А.В. Фатеев, С.А. Подлиннов // Изв. вузов. Физика. – Томск, ТГУ, 2015. – Т. 58, № 8/2. – С. 104–108.
6. Попков А.Ю. Исследование влияния геометрических параметров широкополосного направленного ответвителя на его характеристики / А.Ю. Попков, Г.Г. Гошин // XI Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления»: матер. докл.: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2015. – С. 153–159.
7. Попков А.Ю., Гошин Г.Г., Фатеев А.В., Подлиннов С.А. Анализ модели направленного ответвителя на основе нерегулярных полосковых линий с комбинированной связью // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – №4 (38). – С. 5–11.
8. Podlinnov S.A. Design of the directional coupler based on offset coupled striplines / S.A. Podlinnov, A.Y. Popkov, A.V. Fateev // Proc. of the International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – IEEE. 2015. – P. 1–5.
9. Mongia R. RF and Microwave Coupled-Line Circuits / R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia. – London: Artech House microwave library, 2007. – 98 p.

УДК 621.372

С.М. Стручков, А.Н. Сычев

Проблематика моделирования связанных микрополосковых линий передачи

Предлагается эвристический численно-аналитический подход к моделированию волноведущих структур – методика на базе комбинированных конформных отображений, имеющая по сравнению с существующими подходами преимущества в простоте применения и использовании вычислительных ресурсов.

Ключевые слова: интеграл Кристоффеля–Шварца, связанные линии, направленный ответвитель, погонные характеристики, S -параметры.

Разработка новых электронных компонентов для СВЧ-устройств и систем широкого функционального назначения требует создания новых моделей, а также построения новых более эффективных методов моделирования. При квазистатическом моделировании высокочастотных волноведущих структур – одно- и многопроводных связанных линий передачи – необходим анализ двумерного электростатического поля в их поперечном сечении. Такой анализ, включающий решение задачи Дирихле для уравнения Лапласа, возможен методом конформных отображений, являющимся наиболее привлекательным в силу его высокой скорости расчетов при компьютерной реализации.

Известно, что анализируемые многоугольные области можно конформно преобразовывать с помощью интеграла Кристоффеля–Шварца (ИКШ), но его применение к анализу современных волноведущих СВЧ-структур вследствие многосвязности области поперечного сечения и неоднородности диэлектрического заполнения напрямую невозможно и представляет собой ещё недостаточно изученную открытую проблему.

Прямой анализ двумерного квазистатического поля в многосвязной области поперечного сечения волноведущих структур с помощью отображения Кристоффеля–Шварца невозможен именно из-за многосвязности области, которую предполагается преодолеть с помощью редуцирующих разрезов. Априорно предполагается, что возможность введения редуцирующих разрезов с магнитными стенками существует и они из физических соображений прокладываются вдоль силовых линий электрического поля.

Предложенная методика

Названный подход является основой нового метода полного анализа волноведущих структур [1], который учитывает ещё ряд дополнительных соображений. Из-за сложности поперечного сечения и неоднородности диэлектрического заполнения волноведущих структур их анализ выполняется с использованием операций декомпозиции и с учетом: симметрии, типа модального возбуждения и свойств периодичности (многопроводных структур), типа границы между диэлектриками в двух- и многослойных структурах. Отсюда процедура моделирования волноведущих структур в рамках предлагаемого метода будет состоять из следующих основных шагов.

1. Предварительная декомпозиция области поперечного сечения волноведущей структуры. Вводится плоскость симметрии, если она существует в принципе. В зависимости от режима возбуждения она может представлять собой или магнитную, или электрическую стенки. В периодических структурах вводятся электрические или магнитные стенки, установленные с шагом пространственного периода.

2. Редукция связности области поперечного сечения введением разрезов. Полученные частичные области поперечного сечения обычно являются мно-

госвязными. Чтобы понизить порядок их связности до одного, вводятся магнитные разрезы, пролегающие между внешней границей и внутренними электродами. Эти эвристически введенные разрезы с магнитными стенками не должны нарушать структуры поля для заданного режима возбуждения (что возможно, если разрез проходит вдоль силовой линии). Это очень важный шаг, значительно определяющий точность метода.

3. Выполнение первого отображения Кристоффеля–Шварца на каноническую область. С учетом толщины проводников каждая из полученных односвязных многоугольных областей конформно отображается на каноническую область, которая является либо верхней полуплоскостью, либо внутренностью единичного круга. При этом необходимо построить прямое и обратное отображения, реализовать их численно.

4. Выполнение второго отображения Кристоффеля–Шварца на целевую прямоугольную область плоского конденсатора. Каноническая область, полученная на предыдущем этапе, отображается на конечную целевую прямоугольную область в виде плоского конденсатора. При этом также необходимо построить прямое и обратное отображения, реализовать их численно. Составное прямое отображение исходного многоугольника на целевой прямоугольник может быть использовано для определения линии раздела диэлектриков в целевом прямоугольнике. Составное обратное отображение целевого прямоугольника на исходную многоугольную область может быть использовано для визуализации распределения электрического поля в исходной волноведущей структуре. Используя полученные отображения, легко находим погонную емкость структуры (плоского конденсатора) с воздушным диэлектрическим заполнением, равную отношению ширины электродов к расстоянию между ними.

5. Учёт неоднородности диэлектрического заполнения. Следующим шагом является нахождение линии раздела между диэлектриками в плоском конденсаторе. Как правило, это воздушно-диэлектрическая граница, соответствующая поверхности подложки в исходной волноведущей структуре. Модифицируя методику учёта неоднородности Зеетнера, находим погонную емкость плоского конденсатора с реальным диэлектрическим заполнением. Также для учёта неоднородности используется метод Кочанова (метод частичных емкостей).

6. Расчет квазистатических параметров. Для модальных режимов возбуждения симметричных связанных линий вначале необходимо определить всего четыре параметра: четные и нечетные погонные ёмкости с воздушным и реальным диэлектрическим заполнением, что позволит рассчитать модальные (четные и нечетные) эффективные проницаемости и волновые сопротивления, а также матрицы погонных емкостей и индуктивностей.

Отображение Кристоффеля–Шварца выполняется с помощью одноименного гиперэллиптического

интеграла, включающего в себя ряд неизвестных параметров, которые при отображении сложных многоугольных областей невозможно определить аналитически, а только лишь с помощью численных методов, имеющих компьютерную реализацию.

Эксперимент

Для исследования данной методики был изготовлен макет сонаправленного ответвителя [2], измерены погонные характеристики (рис. 1).

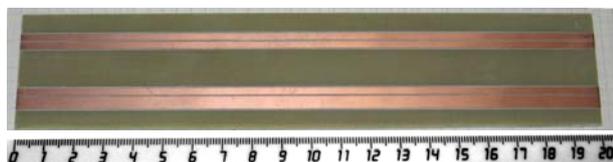


Рис. 1. Экспериментальные характеристики

В таблице представлен сравнительный анализ полученных данных в результате эксперимента и расчета исследуемой структуры методом конформных отображений с использованием ИКШ, а также методом моментов (программа LINPAR).

Сравнение результатов расчётов с экспериментом

Элементы матриц	Метод конформных отображений	Метод моментов (LINPAR)	Эксперимент
Матрица погонных емкостей, пФ/м			
$C_{11}=C_{22}$	131,3	130,3	136,15
$C_{12}=C_{21}$	23,6	22,7	22,85
Матрица погонных индуктивностей, мкГн/м			
$L_{11}=L_{22}$	0,3245	0,3299	0,3225
$L_{12}=L_{21}$	0,0916	0,0962	0,0925

С помощью вспомогательной методики [3] и её программной реализации рассчитаны S -параметры. Расчет произведен в среде MATLAB (рис. 2).

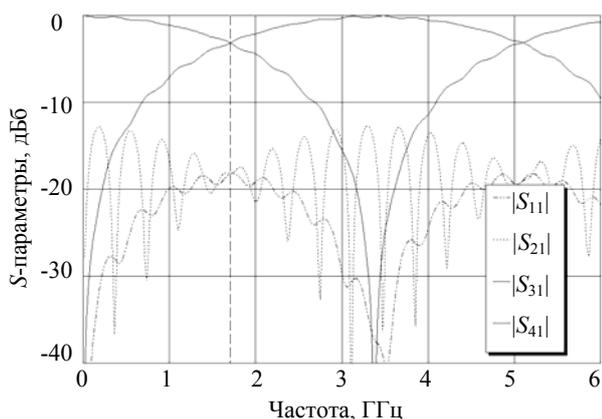


Рис. 2. Расчетные характеристики

Замеры проводились на векторном анализаторе цепей (измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражения) «Обзор-804/1». Результаты представлены на рис. 3.

Как видно из графиков, получили достаточно малое расхождение расчетов с результатами эксперимента. Расхождения по частоте составляют 3%, по амплитуде – 20%.

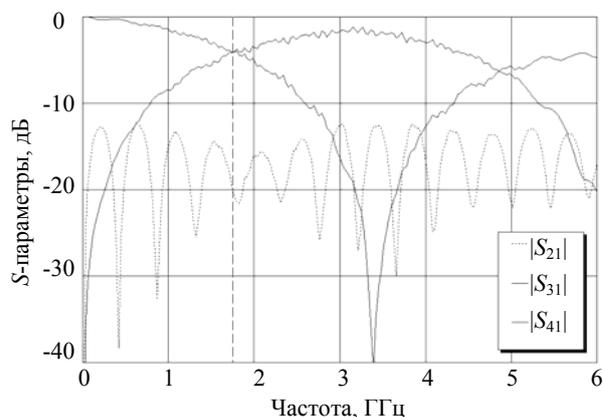


Рис. 3. Экспериментальные характеристики

Заключение

Из полученных данных видно, что расхождения между исследуемой методикой, альтернативным методом и экспериментом незначительны, а процесс вычисления нетрудоемок и не требует значительных вычислительных ресурсов, что позволяет утверждать о целесообразности использования методики моделирования полосковых линий передачи, представленной в данной статье.

Литература

1. Сычев А.Н. Комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений для анализа многомодовых полосковых структур / А.Н. Сычев. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 138 с.
2. Стручков С.М. Методика измерения погонных параметров симметричных связанных линий / С.М. Стручков, А.Н. Сычев // Электронные средства и системы управления: матер. междунар. науч.-практ. конф. – Томск, 2015. – Ч. 2. – С. 159–163.
3. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1 (31). – С. 39–50.

Р.Р. Вишняков

Разработка приемной антенны бортовой аппаратуры командно-телеметрической радиолинии космического аппарата

Для успешной работы космического аппарата необходим постоянный и надежный наземный контроль его пространственно-временных и функциональных характеристик с помощью командно-телеметрической радиолинии. Учет этих характеристик позволяет управлять им и, следовательно, решать поставленные перед КА целевые задачи. Рассматриваемая антенна бортовой аппаратуры командно-телеметрической радиолинии напрямую связана с задачей управления КА, а расчет ее характеристик при помощи электродинамического моделирования является первоочередной задачей при проектировании бортовой аппаратуры.

Ключевые слова: поляризатор, волновод, антенна, апертура, диаграмма направленности.

Для приема бортом космического аппарата (КА) командно-программной информации с земных станций в составе антенно-фидерного устройства КА необходима приемная антенна. В [1] приводятся некоторые требования к антеннам командно-телеметрической радиолинии космического аппарата. Более удобны апертурные антенны. Форма диаграммы направленности (ДН) таких антенн легко регулируется с помощью изменения их выходной апертуры. Апертурные антенны по сравнению с линейными имеют большую механическую и электрическую прочность, имеют небольшие габариты, обеспечивают приемлемый уровень радиотехнических характеристик в широком диапазоне частот. Кроме того, для апертурных антенн, таких как волноводные антенны, относительно просто обеспечить эллиптическую поляризацию излучения и близкую к полусферической ДН. При выборе антенны для бортового оборудования вышеуказанные преимущества позволяют сделать выбор в пользу апертурных антенн. Среди антенн такого класса можно выделить антенны типа открытый конец круглого волновода, которые обладают рядом достоинств [2]:

- большая ширина диаграммы направленности;
- высокая апертурная эффективность;
- низкий уровень боковых лепестков;
- высокая степень осесимметричности ДН.

Основные требования к разрабатываемой антенне приведены в табл. 1.

Таблица 1

Техническое задание

Диапазон рабочих частот, МГц	Ширина ДН, град	КУ, дБ, не менее	КЭ антенны, не менее	КСВ, не более
5746,4±2,5	±70	-5,0	0,2	1,2
	±8	+2	0,5	

Для обеспечения большей осесимметричности ДН и ее расширения на края круглого волновода устанавливают фланцы. Для обеспечения эллиптической поляризации требуется секция круглого волновода с поляризатором. Для перехода с круглого волновода на прямоугольный – секция прямоугольного волновода. Таким образом, для разработки ан-

тенны в целом требуется рассчитать и промоделировать основные составные части антенны:

- круглый волновод;
- поляризатор;
- излучатель в виде фланцев;
- прямоугольный волновод.

Круглый волновод

Поскольку круглый волновод имеет осевую симметрию, добиться эллиптической поляризации волн в таком волноводе гораздо проще, чем в волноводе любой другой формы. Под заданный частотный диапазон были рассчитаны геометрические размеры волновода, в программе CST Studio Suite построена 3D-модель, получены основные радиотехнические характеристики (рис. 1).

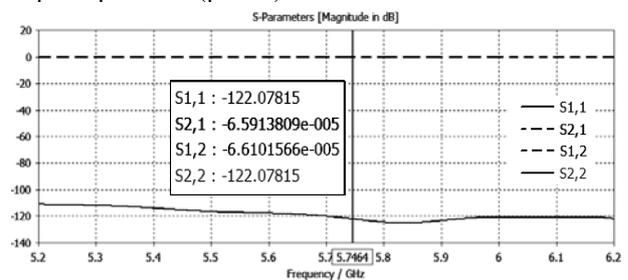


Рис. 1. S-параметры круглого волновода

Поляризатор

Функциональное назначение поляризатора – преобразование линейно поляризованной волны в волну с круговой поляризацией и наоборот. Поляризатор выполняется в виде отдельного блока на базе отрезка волновода круглого сечения и помещается между фидерной линией и излучающей частью антенны. Для того чтобы начать разработку поляризационного устройства, необходимо рассмотреть различные существующие конструкции поляризаторов. На рис. 2 приведены 5 схем поляризационных устройств на базе круглого волновода. Принцип работы всех поляризаторов одинаков: для формирования эллиптической поляризации используются фазосдвигающие неоднородности, позволяющие добиться фазового сдвига между двумя ортогональными составляющими поля 90°. Однако для этой цели в разных конструкциях применяются различные неоднородности [2].

Конструкция 1. Поляризатор, представленный на рис. 2, а, в зарубежной литературе известен как septum polarizer. Для работы волновода с 2 поляризациями (правой и левой круговой) в 1973 г. М.Х. Чен и Г.Н. Тсандулас [3] предложили схему поляризатора в виде ступенчатой волноводной перегородки. Йен Борнеманн и В.А. Лабе предложили конструкцию для работы в С-, Х-, Ku- и К-диапазонах [4, 5]. Данная конструкция поляризатора относительно проста, обеспечивает хорошее согласование и развязку между портами. Кроме того, перегородка является еще и поляризационным селектором, что положительно сказывается на габаритах устройства. Существует наклонная поляризационная перегородка, но, в отличие от нее, ступенчатая обеспечивает большую ширину полосы рабочих частот. Одним из основных преимуществ такого поляризатора является простота: левая и правая поляризации круглой секции 1 получают с помощью возбуждения разных каналов антенны непосредственно, без необходимости в дополнительных внешних цепях. Кроме того, рассматриваемый поляризатор обеспечивает высокую развязку между входными портами и эллиптичность сигнала порядка 0,5 [2]. Немаловажно и то, что рассматриваемое устройство получается компактным, так как фактически объединяет в себе функции поляризатора и селектора [5, 6].

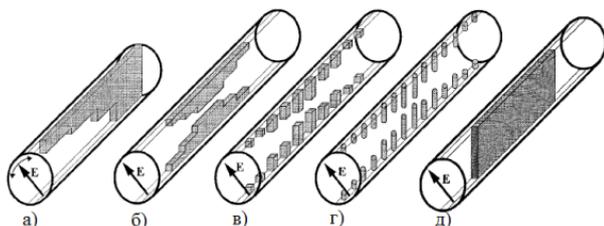


Рис. 2. Схемы поляризационных устройств

Конструкция 2. Схема поляризатора приведена на рис. 2, б. Встроенная неоднородность выполнена в виде двух металлических продольных гребней, высоты которых скачком увеличиваются, а потом уменьшаются. Поскольку данная схема осесимметрична, то она обеспечивает более высокие результаты по сравнению с предыдущей схемой поляризатора. Обеспечиваемый коэффициент эллиптичности порядка 0,6 [2].

Конструкция 3. Схема поляризатора приведена на рис. 2, в. Неоднородность в приведенной схеме выполнена в виде металлического гофра, высота которого плавно увеличивается в центре поляризатора и уменьшается к его краям. Коэффициент эллиптичности порядка 0,5.

Конструкция 4. Схема поляризатора представлена на рис. 2, г. Неоднородности в данной конструкции выполнены в виде набора металлических штырей, которые размещены на противоположных стенках волновода и симметрично увеличиваются от краев поляризатора к его центру. Плавное увеличение длины штырей способствует уменьшению коэффициента отражения. Конструкция обладает ма-

лыми потерями, но в силу резонансных свойств штырей менее широкополосна, чем рассмотренные конструкции поляризаторов, удовлетворительно работает в полосе 200 МГц. Как правило, коэффициент эллиптичности штыревого поляризатора также достигает 0,4–0,5.

Конструкция 5. В качестве поляризаторов также широко используются прямоугольные толстые диэлектрические пластины из стеклотекстолита (рис. 2, д). Пластины могут выполняться со скосами для уменьшения коэффициента отражения. Длина пластины и ее диэлектрическая проницаемость подбираются таким образом, чтобы разность фаз между двумя ортогональными составляющими напряженности электрического поля составляла 90° .

В С-диапазоне часто диэлектрическая пластина выполняется прямоугольной формы из текстолита толщиной около 5 мм. Недостатком этой пластины является то, что потери могут достигать 0,5 дБ, а вместо круговой поляризации формируется эллипс с соотношением сторон 0,5. Однако в силу простоты данной конструкции и приемлемого значения коэффициента эллиптичности, обеспечиваемого данной конструкцией, и небольшой требуемой полосы частот выберем данный поляризатор. После расчета геометрических размеров для электродинамического расчета в программе CST Studio Suite была построена трехмерная модель поляризатора (рис. 3), получено расчетное значение коэффициента эллиптичности, которое изменяется в пределах 1,5–2,7 дБ (0,84–0,73) в рабочем диапазоне частот.

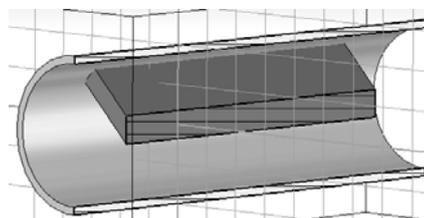


Рис. 3. Модель поляризатора на основе круглого волновода в CST Studio Suite

Излучающая часть

Для изменения ДН антенны, а именно ее расширения и увеличения равномерности в области главного максимума, используем фланцы. Основная техническая идея применения фланца сводится к воспрепятствованию вытеканию токов из волновода на его наружную область. Вытекающие токи во многом определяют как интенсивность, так и структуру поля излучения. Поэтому отсечка этих токов очень хорошо сказывается на форме ДН антенны. Существуют различные модификации рассматриваемой конструкции излучателя, различающиеся между собой как по геометрическим размерам фланцев, так и по их конструктивному исполнению. Так, например, могут применяться гофрированные фланцы либо дроссельные. Отсечка токов позволяет уменьшить боковые и задние лепестки ДН, при этом улучшить равномерность усиления в направлении главного максимума. Отсечка краевых токов дает уменьшение

уровня боковых лепестков примерно на 10 дБ [2, 7]. Кроме уменьшения уровня боковых и задних лепестков диаграммы направленности, у фланцев есть и другое немаловажное предназначение – увеличение ширины диаграммы направленности по равному уровню и увеличение равномерности усиления в направлении продольного осевого излучения.

На рис. 4 представлены ДН открытого конца круглого волновода без фланцев и с фланцами. Из рис. 4 видно, что установка фланцев дает примерно полторакратное расширение ДН по сравнению с ДН открытого конца круглого волновода без фланцев; кроме того, увеличивается равномерность усиления.

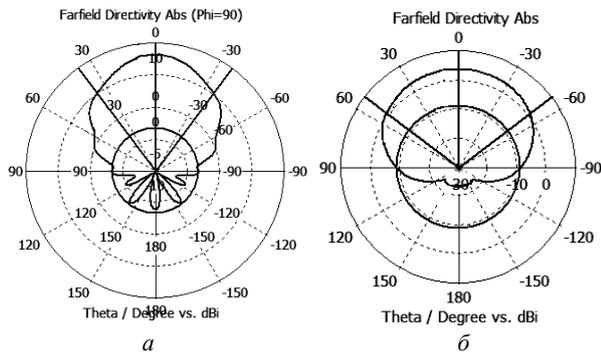


Рис. 4. ДН антенны типа открытый конец круглого волновода без фланцев – а; с фланцами – б

Увеличение количества колец вокруг волновода может способствовать уменьшению уровня боковых и задних лепестков диаграммы направленности. При этом усиление в направлении продольной оси антенны немного увеличится. На практике обычно ограничиваются 2–3 кольцами [7]. Форма колец также может сказываться на диаграмме направленности. На рис. 5 представлен чертеж излучающей части антенны. За счет изменения формы фланцев можно немного увеличить усиление и расширить диаграмму направленности. На практике могут применяться прямоугольная, трапециевидная, синусоидальная или произвольная формы. Перемещение фланцев ближе к раскрытию антенны сузит ДН и увеличит усиление в направлении продольной оси, и наоборот, отдаление фланцев от раскрытия обеспечит расширение диаграммы направленности, но уменьшит осевое усиление [8, 9].

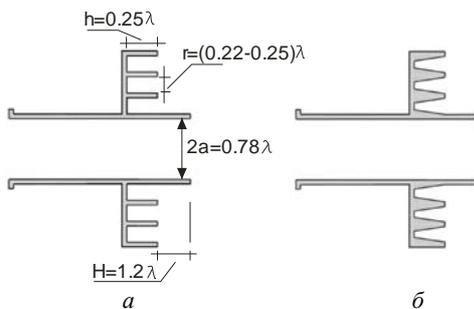


Рис. 5. Чертеж фланцев различной формы: прямоугольной формы – а; трапециевидной формы – б

На рис. 5 представлены фотографии фланцев волноводной антенны различной формы. Для расчета геометрических размеров гофрированных фланцев можно воспользоваться соотношениями из рис. 5, размеры выражены в длинах волн в свободном пространстве. После расчета геометрических размеров излучающей части антенны, построения 3D-модели в программе CST Studio Suite и ее структурной оптимизации были рассчитаны основные радиотехнические характеристики.



Рис. 6. Фотография прямоугольных фланцев волноводной антенны – а; трапециевидные фланцы – б

Прямоугольный волновод

Для того чтобы иметь возможность возбуждать антенну фидерной линией антенно-фидерного устройства бортовой аппаратуры служебного канала управления КА, необходимо также разработать и промоделировать отрезок прямоугольного волновода. Для прямоугольного волновода произведен аналогичный круглому волноводу расчет, получены необходимые характеристики – S-параметры.

После расчета основных составных частей антенны было проведено моделирование антенны в целом (рис. 7), получены основные радиотехнические характеристики, удовлетворяющие требованиям технического задания (рис. 8–10, табл. 2).

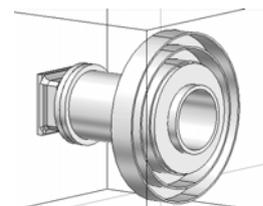


Рис. 7. Трехмерная модель антенны

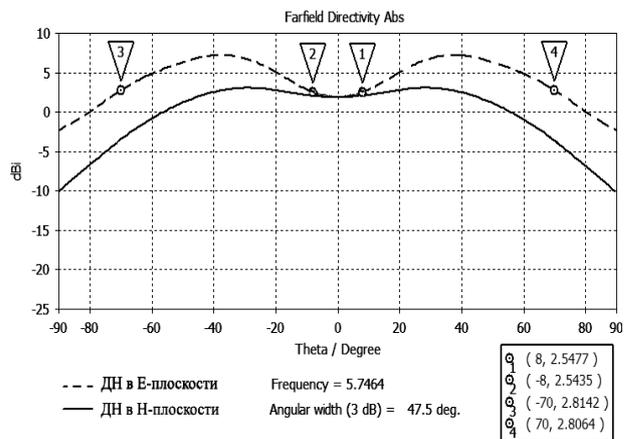


Рис. 8. ДН антенны в Е- и Н-плоскостях

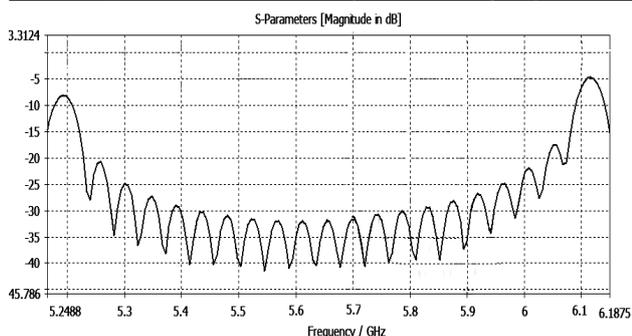
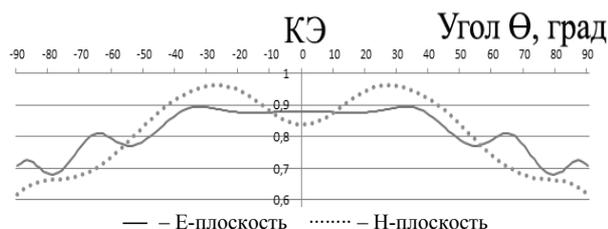
Рис. 9. S_{11} -параметр разработанной антенны

Рис. 10. Коэффициент эллиптичности разработанной антенны

Таблица 2

Матрица соответствия ТЗ

Характеристика	Требование ТЗ	Значение	Статус
Диапазон частот	$5746,4 \pm 2,5$	$5746,4 \pm 2,5$	Соответствует
Усиление, дБ	В диапазоне углов ± 8 не менее +2	Не менее +2	Соответствует
	В диапазоне углов ± 70 не менее -5,0	Не менее +2,5	Соответствует
КСВн	Не более 1,2	Не более 1,1	Соответствует
Коэффициент эллиптичности	В диапазоне углов ± 8 не менее 0,5	Не менее 0,8	Соответствует
	В диапазоне углов ± 70 не менее 0,2	Не менее 0,65	Соответствует
Поляризация	Правая круговая	Правая круговая	Соответствует

УДК 621.396.41

Д.А. Булычев, В.В. Левяков, А.В. Фатеев, А.Ф. Юнчис

Измерение коэффициента отражения от радиопоглощающего материала

Приведены результаты эксперимента по измерению коэффициента отражения от радиопоглощающего материала. Описана методика проведения измерения.

Ключевые слова: радиопоглощающий материал, модуль коэффициента отражения, фазовый центр, диаграмма направленности.

Заключение

В данной статье приведено краткое описание этапов разработки составных частей бортовой приемной антенны командно-телеметрической радиолинии космического аппарата. Рассмотрены различные варианты исполнения составных частей. Проведено моделирование антенны в целом, получены основные радиотехнические характеристики. Разработанная антенна полностью удовлетворяет требованиям технического задания. В дальнейшем возможны изготовление опытного образца антенны и натурные измерения.

Литература

1. Вишняков Р.Р. Анализ требований к бортовым антеннам командно-телеметрической радиолинии космических аппаратов // Электронные средства и системы управления: матер. докладов IX Междунар. науч.-практ. конф., Томск, 30–31 октября 2015 г. – Томск: В-Спектр, 2015: в 2 ч. – Ч. 1. С. 163–167.
2. Фролов О.П. Зеркальные антенны для земных станций спутниковой связи / О.П. Фролов, В.П. Вальд. – М.: Горячая линия-Телеком, 2008. – 496 с.
3. Chen M.H. A Wide-Band Square-Waveguide Array Polarizer / M.H. Chen, G.N. Tsandoulas // IEEE Transaction on Antennas and Propagation. – 1973. – Vol. 3, No. 3. – P. 389–391.
4. Bornemann J. Ridge Waveguide Polarizer with Finite and Stepped Thickness Septum / J. Bornemann, V.A. Labay // IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques. – 1995. – Vol. 43, No 8. – P. 1782–1787.
5. Вишняков Р.Р. Разработка фидерной части антенны служебного канала управления космическим аппаратом // Научная сессия ТУСУР–2016: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 25–27 мая 2016 г. – Томск: В-Спектр, 2015: в 6 ч. – Ч. 1. – С. 164–166.
6. Демин Д.А. Облучатель с двумя ортогональными поляризациями / Д.А. Демин, Н.П. Чубинский [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/alt/jun14/6/text.pdf>, свободный (дата обращения: 1.09.2016).
7. Rao, S. Handbook of Reflector Antennas and Feed systems. – Vol. 2: Feed Systems / S. Rao, S. K. Sharma, L. Shafai. – London: Artech House, 2013. – 367 p.
8. Franco M. A High-Performance Dual-Mode Feed Horn for Parabolic Reflectors with a Stepped-Septum Polarizer in a Circular Waveguide [Antenna Designer's Notebook] / M. A Franco // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2011. – Vol. 53, No. 3. – P. 142–146.
9. Maini A.K. Satellite technology. Principles and applications / A.K. Maini, V. Agrawal. – London, 2011. – 674 p.

Целью эксперимента является определение коэффициента отражения (КО) от радиопоглощающего материала (РПМ). Необходимость проведения эксперимента возникла в связи с изготовлением двух образцов РПМ, для которых нужно было определить характер влияния противопожарной пропитки на характеристику КО, а также отработать методику измерений.

Экспериментальная часть

Для проведения эксперимента была оборудована полубезэховая камера, которая представляет собой каркас (1,1×1,1×2 м), со всех сторон обклеенный радиопоглощающим материалом, с экранированным полом. Такая камера позволяет исключить влияние боковых лепестков антенны, и, таким образом, создается однонаправленное излучение. Размеры камеры вносят некоторые ограничения на выбор области облучения антенны и максимальную высоту подвеса. Сечение камеры приведено на рис. 1.

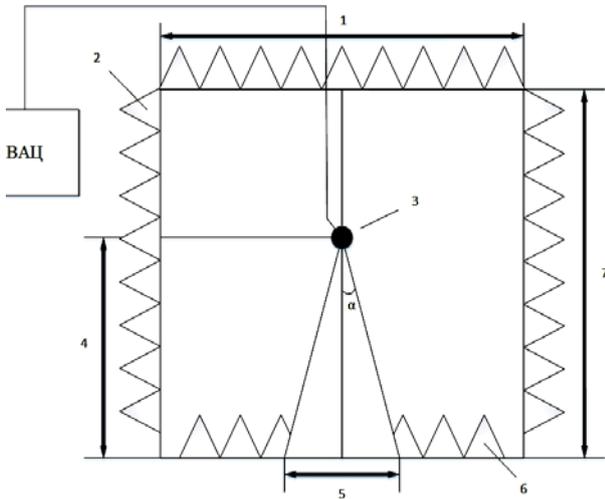


Рис. 1. Устройство камеры для измерений:

- 1 – ширина камеры; 2 – РПМ для устранения внешних помех; 3 – антенна; 4 – высота подвеса антенны; 5 – область облучения; 6 – измеряемый РПМ; 7 – высота камеры

В качестве измерительной антенны использовалась рупорная антенна диапазона 8–12 ГГц, поскольку антенны такого типа обладают простой конструкцией и работают в широкой полосе частот.

Был проведен расчет ширины диаграмм направленности антенны в E - и H -плоскостях, а также рассчитан в САПР фазовый центр (ФЦ) относительно раскрытия антенны. ФЦ находится внутри рупора на его оси.

Далее приведен пример расчета ширины диаграммы направленности H -плоскостного секторального рупора [1]. Параметры рупора: ширина раскрытия рупора составляет 99 мм, высота раскрытия – 79 мм.

$$2\theta_{0,5}^E(8 \text{ ГГц}) = \frac{51^\circ \cdot \lambda}{b} = 24,2 \text{ град}; \quad (1)$$

$$2\theta_{0,5}^H(8 \text{ ГГц}) = \frac{80^\circ \cdot \lambda}{a} = 30,3 \text{ град}; \quad (2)$$

$$2\theta_{0,5}^E(10 \text{ ГГц}) = \frac{51^\circ \cdot \lambda}{b} = 19,36 \text{ град}; \quad (3)$$

$$2\theta_{0,5}^H(10 \text{ ГГц}) = \frac{80^\circ \cdot \lambda}{a} = 24,24 \text{ град}; \quad (4)$$

$$2\theta_{0,5}^E(12 \text{ ГГц}) = \frac{51^\circ \cdot \lambda}{b} = 16,14 \text{ град}; \quad (5)$$

$$2\theta_{0,5}^H(12 \text{ ГГц}) = \frac{80^\circ \cdot \lambda}{a} = 20,2 \text{ град}. \quad (6)$$

Полученные в ходе расчета в САПР значения фазового центра приведены в таблице.

Результаты расчета ФЦ антенны в САПР

Частота, ГГц	Фазовый центр, мм
8	57 ± 13
10	59 ± 27
12	62 ± 22

Последовательность действий при расчете подвеса антенны включает в себя следующие этапы:

1. Измерив максимальный размер антенны как диагональ раскрытия рупора, определим границу дальней зоны, чтобы сделать вывод о том, подходит ли антенна для измерения в изготовленной камере:

$$d = 125 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

$$r = \frac{2 \cdot (d)^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot (125 \cdot 10^{-3})^2}{0,03} = 1,045 \text{ м}. \quad (7)$$

Из расчетов видно, что граница дальней зоны не превышает высоту камеры.

2. Выбрав угол α как половину ширины диаграммы направленности антенны, определим высоту подвеса антенны:

$$\alpha = \frac{\theta(f_{cp})}{2} = \frac{22,5}{2} = 11,25 \text{ град}; \quad (8)$$

$$b = \frac{a}{\text{tg}\left(\alpha \cdot \frac{\pi}{180}\right)} = \frac{0,275}{\text{tg}\left(11,25 \cdot \frac{\pi}{180}\right)} = 1,383 \text{ м}, \quad (9)$$

где a – половина области облучения (выбирается таким образом, чтобы высота подвеса антенны лежала в дальней зоне и не превышала габаритов камеры для измерений).

3. Учитывается фазовый центр для высоты подвеса антенны:

$$b_f = b + \text{ФЦ}(f_{cp}) = 1,383 + 59 \cdot 10^{-3} = 1,442 \text{ м}. \quad (10)$$

В качестве опытных образцов использовались РПМ двух типов: с противопожарной пропиткой (образец № 2) и без (образец № 1). РПМ имеет пирамидальную форму, с высотой нижнего основания 33 мм, основанием пирамиды 70×70 мм и высотой пирамиды 200 мм. Общий вид РПМ приведен на рис. 2.

Методика измерения представляет собой измерение комплексного КО, затем характеристика при помощи преобразования Фурье переводится во временную область и фильтруется тот временной отрезок характеристики, который соответствует отражению электромагнитной волны от экранированного

пола. Устанавливается измеряемый РПМ, повторно измеряется комплексный КО и на временной характеристике фильтруется тот же участок. Временной промежуток рассчитывается, исходя из скорости распространения волны и пройденного расстояния волной. Искомым значением КО будет разность (дБ) полученных характеристик на рассчитанном частотном интервале. Тип характеристики фильтра и его порядок выбираются экспериментально, исходя из особенностей условий измерений.



Рис. 2. Общий вид РПМ

Полученные в результате эксперимента частотные зависимости модуля коэффициента отражения приведены на рис. 3.

Заключение

Анализируя полученные зависимости, можно сделать вывод о том, что противопожарная пропитка влияет на характеристику модуля коэффициента отражения, особенно это проявляется в частотном диапазоне 9,5–11,5 ГГц. Разница в значениях составляет 12 дБ. Полученные значения модуля КО

для исследуемых РПМ находятся на уровне зарубежных и отечественных аналогов. В дальнейшем планируется протестировать представленные в данной статье образцы на более широкополосной антенне (1–18 ГГц), поскольку необходимо переоборудовать измерительную камеру таким образом, чтобы дальняя зона и область облучения укладывались в габариты камеры.

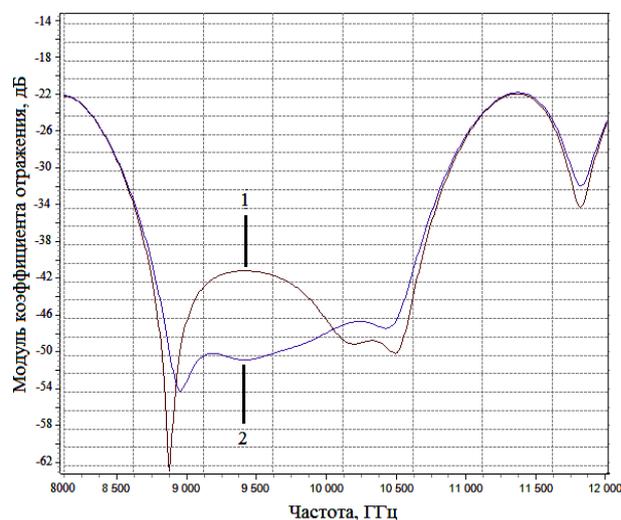


Рис. 3. Частотная зависимость модуля КО:
1 – РПМ без пропитки; 2 – РПМ с пропиткой

Литература

1. Гошин Г.Г. Устройства СВЧ и антенны. – Ч. 2: Антенны: учеб. пособие. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – С. 100–106.

Секция 6

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

Председатель секции – Шандаров Станислав Михайлович, д.ф.-м.н., профессор, зав. каф. ЭП

УДК 535:621.372.8

А.Д. Беспалый, А.О. Верхотуров, В.М. Шандаров

Лазерное индуцирование волноводных и дифракционных элементов в кристалле ниобата лития с фоторефрактивной поверхностью

Рассмотрены некоторые результаты оптического индуцирования волноводных и дифракционных структур в приповерхностном слое ниобата лития, легированном фоторефрактивными примесями.

Ключевые слова: оптическое индуцирование, поточечное экспонирование, ниобат лития, эффект фоторефракции, волноводные и дифракционные элементы.

Стремительное развитие интегральной оптики привело к необходимости создания элементов управления и локализации световых потоков в устройствах и приборах фотоники [1]. На сегодняшний день известны различные методы формирования волноводных и дифракционных элементов [2, 3]. В последнее время интенсивно исследуются возможности оптического индуцирования волноводных и дифракционных структур в фоторефрактивных кристаллах лазерным излучением [3, 4]. Явление фоторефракции, которое заключается в изменении показателя преломления, наблюдается при воздействии внешнего светового поля на кристаллические материалы, такие как ниобат лития (LiNbO_3), танталат лития (LiTaO_3), стронций-бариевый ниобат ($\text{Sr}_x\text{Ba}_{1-x}\text{Nb}_2\text{O}_6$) и др. [5].

Целью данной работы является исследование характеристик волноводных и дифракционных элементов, сформированных путем оптического индуцирования в кристаллических образцах ниобата лития с легированием приповерхностной области фоторефрактивными примесями.

Оптически индуцированные волноводные структуры

Оптические каналные волноводные структуры формировались поточечным экспонированием кристалла ниобата лития LiNbO_3 Y -среза с размерами $30 \times 3 \times 15 \text{ мм}^3$ по осям X , Y , Z , поверхность которого легирована ионами меди (Cu). Толщина легированной области LiNbO_3 составляла около 100 мкм. Источником излучения, поляризация которого соответствует обыкновенной волне кристалла, служил твердотельный YAG:Nd^{3+} лазер, работающий в непрерывном режиме, с длиной волны $\lambda = 532 \text{ нм}$. Экспонирующий световой пучок фокусировался сферической линзой с фокусным расстоянием $\sim 30 \text{ мм}$. Интенсивность светового пятна на поверхности образца составила $I = 0,25 \text{ кВт/см}^2$ с диаметром, равным 12 мкм по ее половинному уровню.

Процесс экспонирования $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$ в разных экспериментах осуществлялся при смещении образца вдоль осей Y и Z . Время экспонирования каждой точки составляло от 4 до 10 с. Итогом последовательно перекрывающихся точек с расстоянием между их центрами, равным 25 мкм, стали прямые полоски с пониженным показателем преломления. Таким образом, промежуток, заключенный между двумя экспонированными полосками, оказывался эквивалентным каналному оптическому волноводу. Расстояние между центрами полосок в различных экспериментах варьировалось от 30 до 60 мкм.

Полученные оптические неоднородности визуально оценивались с помощью зондирования излучением He-Ne лазера с длиной волны $\lambda = 633 \text{ нм}$ при мощности $P = 1 \text{ мВт}$ параллельным и фокусированным пучком. Диаметр пучка по уровню половинной интенсивности составил 0,85 мм и 70 мкм соответственно.

Результаты зондирования экспонированных областей представлены в виде световых картин на выходной грани образца на рис. 1, а и б. Волноводные структуры сформированы путем поточечного экспонирования в направлениях, перпендикулярном (рис. 1, а) и параллельном оптической оси кристалла (рис. 1, б). При зондировании фокусированным пучком его диаметр был соизмерим с типичной шириной экспонированной полоски, что позволяет изучить изменение показателя преломления, возникшее при экспонировании кристалла. При зондировании оптически однородного участка кристаллической поверхности проходящий световой пучок имеет радиальную симметрию, в области с пониженным показателем преломления световое пятно уширяется в направлении нормали к границам полоски, при зондировании промежутка между экспонированными областями оно сжимается в данном направлении. Отметим, что при ориентации световой полоски

вдоль оптической оси, формирование фоторефрактивных фазовых элементов считается запрещенным, но при поточечном экспонировании поверхности кристалла узким световым пучком такая возможность появляется, что иллюстрируется картиной на рис. 1, б.

Таким образом, поточечное экспонирование позволяет формировать волноводные структуры и их системы с топологией различной сложности.

Изменение показателя преломления материала в экспонированной области может быть оценено по относительной величине интенсивности дифракционных максимумов, а также по истощению интенсивности максимума нулевого порядка (рис. 3). Измерения интенсивности дифракционного максимума нулевого порядка осуществлялись с помощью фото диода в дальней зоне в процессе формирования решеток.

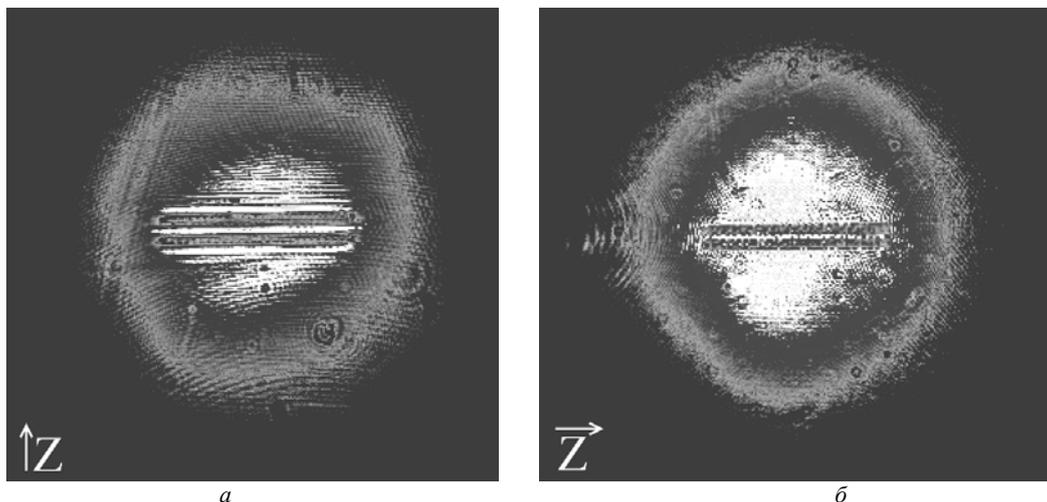


Рис. 1. Световые картины, полученные при оптическом зондировании областей, экспонированных излучением с $\lambda = 532$ нм: а – вдоль оси Y ; б – вдоль оси Z

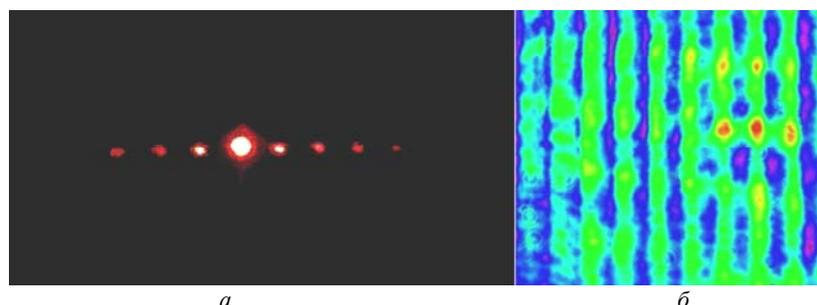


Рис. 2. Наблюдаемая дифракция света ($\lambda = 633$ нм) на индуцированной структуре: а – в дальней зоне; б – на выходной плоскости кристалла

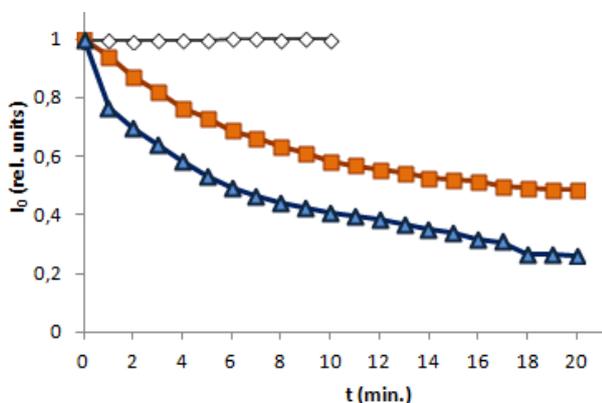


Рис. 3. Истощение I_0 при $P = 10$ мВт в зависимости от ориентации вектора решетки [7]:
 Δ – вдоль оптической оси кристалла;
 \square – под углом 45° относительно оптической оси;
 \diamond – вдоль оптической оси, но в нелегированной области кристалла

Заключение

Таким образом, экспериментально продемонстрировано формирование волноводных и фазовых дифракционных структур в кристаллических образцах LiNbO_3 с легированием приповерхностной области фоторефрактивными примесями. Подобные структуры допускают многократную оптическую реконфигурацию топологии, что представляет интерес в плане их использования в полностью оптических устройствах фотоники.

Работа выполнена в рамках проектной части Госзадания Минобрнауки РФ (проект № 3.878.2014/К).

Литература

1. Семенов А.С. Интегральная оптика для систем передачи и обработки информации / А.С. Семенов, В.Л. Смирнов, А.В. Шмалько. – М.: Радио и связь, 1990. – 224 с.

2. Шандаров С.М., Шандаров В.М., Мандель А.Е., Буримов Н.И. Фоторефрактивные эффекты в электрооптических кристаллах. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 242 с.

3. Davydov S.A. Quasi-one-dimensional Photonic Lattices and Superlattices in Lithium Niobate: Linear and Nonlinear Discrete light Diffraction / S.A. Davydov, P.A. Trenikhin, V.M. Shandarov et al. // Physics of wave phenomena. – 2010. – Vol. 18, № 1. – P. 1–6.

4. 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 // Appl. Phys. B. – 2009. – Vol. 95, № 3. – P. 537–543.

5. Петров М.П. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике / М.П. Петров, С.И. Степанов, А.В. Хоменко. – СПб.: Наука. С.-Петербургское отд., 1992. – 320 с.

6. Das B.K. Distributed Feedback-Distributed Bragg Reflector Couple Cavity Laser With a Ti:(Fe):Er:LiNbO₃ Waveguide / B.K. Das, R. Ricken, V. Quiring et al. // Optics Letters. – 2004. – Vol. 29. – P. 165–167.

7. Bezpaly A.D., Verkhoturov A.O., Shandarov V.M. Waveguide and diffraction properties of optically induced elements in photorefractive surface layers of lithium niobate // ICONO-2016 Poster Session: Nonlinear Optics and Novel Phenomena.

УДК 621.396.41

А.Н. Бурьянова

Исследование амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик оптического узла

Исследованы амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики оптического узла на базе интерферометра Майкельсона.

Ключевые слова: интерференция, оптический элемент, интерферометр Майкельсона, снятие осциллограмм.

На сегодняшний день волновая оптика имеет очень широкое распространение. С помощью таких явлений света, как интерференция, дифракция, поляризация, дисперсия, можно описать распространения света в узлах оптических элементов. Одним из самых первых волновых явлений, которое удалось пронаблюдать, являлось явление интерференции света. Одним из первых интерферометров, на котором удалось наблюдать интерференцию света, был интерферометр Майкельсона.

В основе работы всех интерферометров лежит пространственное разделение пучка света с помощью того или иного устройства с целью получения двух или более взаимно когерентных лучей, которые проходят различные оптические пути, а затем сводятся вместе и наблюдается результат их интерференции. Вид интерференционной картины зависит от способа разделения пучка света на взаимно когерентные лучи, от их числа, их относительной интенсивности, размеров источника, спектрального состава света. Методы получения когерентных пучков в интерферометре очень разнообразны, поэтому существует большое число различных конструкций интерферометров. В рассматриваемой установке объектом исследований является оптический узел на базе пьезокерамики, представляющий собой тонкостенный цилиндр, на торце которого закреплено зеркало. При этом оптический узел являлся одним из плеч интерферометра Майкельсона. Выбор именно цилиндрической формы пьезокерамического элемента обеспечивает плоскопараллельное перемещение зеркала с минимальными искажениями.

Целью данной работы является измерение параметров оптических элементов на базе пьезокерамики.

Схема интерферометра Майкельсона приведена на рис. 1.

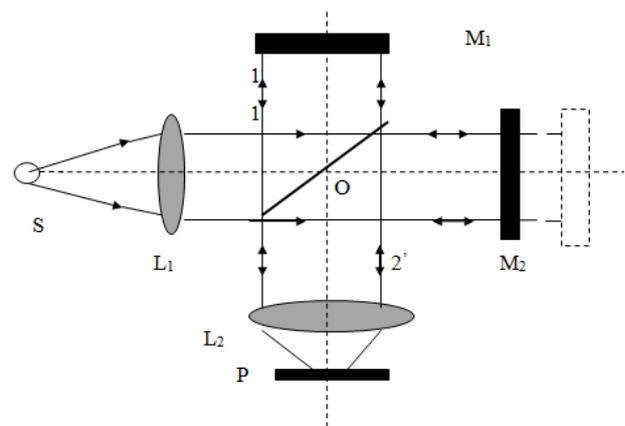


Рис. 1. Схема интерферометра Майкельсона

Луч монохроматического света направляется на полупрозрачное зеркало ПЗ, здесь свет делится на два луча 1 и 2. После отражения от плоских зеркал M₁ и M₂ лучи 1' и 2' направляются в поле зрения окуляра O.

Оптическая разность хода Δ интерферирующих лучей, приводящая к сдвигу интерференционной картины на k полос, равна

$$\Delta = 2(l_2 - l_1). \quad (1)$$

Множитель 2 в формуле указывает на то, что луч проходит дважды.

С помощью интерферометра Майкельсона можно наблюдать отклики амплитудно-частотных характеристик оптического узла на частоте от 0,7–200 кГц. Под АЧХ понимают зависимость амплитуды выходного сигнала от частоты входного сигнала. Полученные отклики мы наблюдаем с помощью осциллографа. На рис. 2 приведены осциллограммы на частоте 0,7; 1,4; 19; 50; 130; 150, 200 кГц.

На верхней синусоиде обозначен сигнал приложенного напряжения с генератора, нижняя синусоида – сигнал с интерферометра Майкельсона.

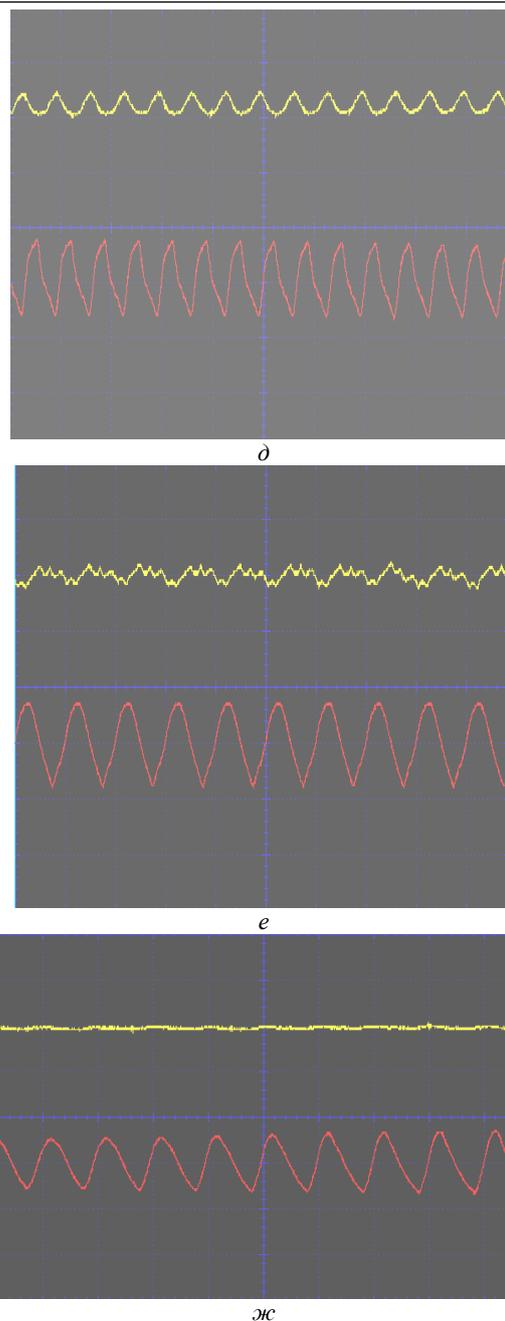
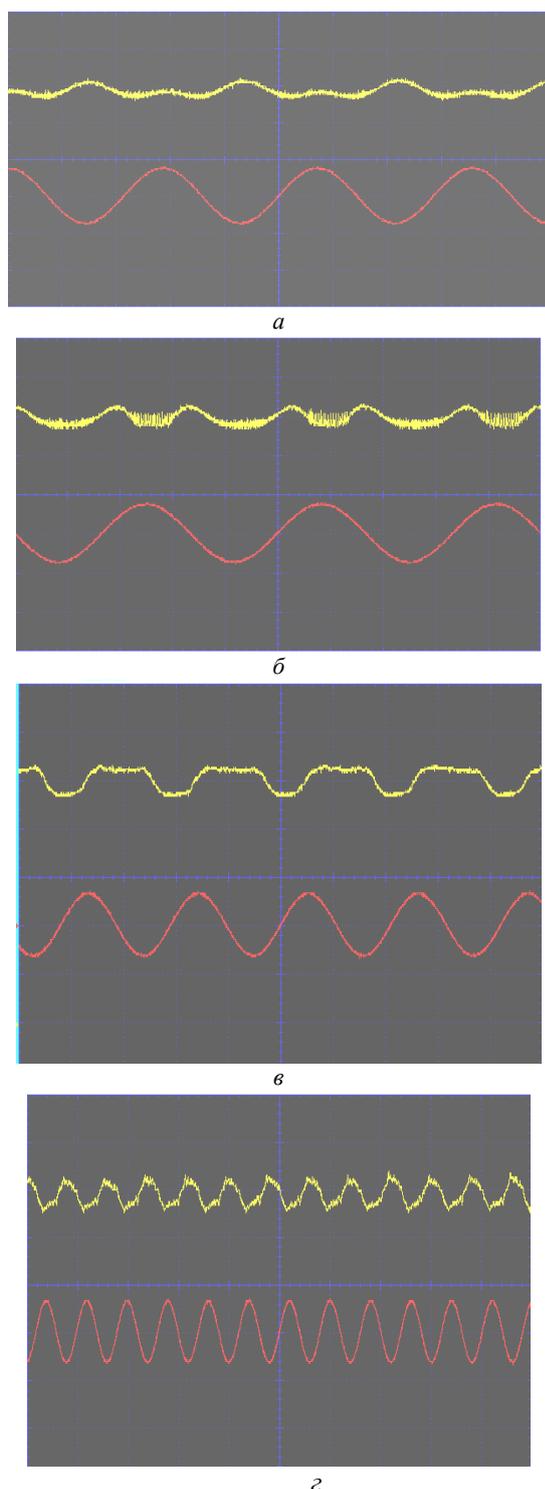


Рис. 2. Полученные осциллограммы на частоте: *а* – 0,7; *б* – 1,4; *в* – 19; *г* – 50; *д* – 130; *е* – 150; *ж* – 200 кГц

Данные с осциллограмм были занесены в таблицу для последующей обработки. С помощью программы Microsoft Excel находим максимальное и минимальное значения фототоков, а также среднее значение фототоков, амплитуду.

Рассчитаем значение амплитуды для случая, когда $I_{\min} = 476$; $I_{\max} = 506$.

Амплитуду рассчитываем по формуле

$$A = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{2}, \quad (2)$$

где I_{\max} – максимальное значение фототока; I_{\min} – минимальное значение фототока.

$$A = \frac{-506 + 370}{2} \cdot 10^{-3} = 0,068 \text{ А}.$$

Значения амплитуды при других значениях максимального и минимального тока приведены в таблице.

Экспериментальные и расчётные данные

$U_{\text{вх}}$	$U_{\text{вых}}$	$I_{\text{ср}}$	A	φ
3800	492	-2	-0,068	-0,00336
4000	484	-10	-0,333	-0,01712
3800	480	-14	-0,5	-0,02446
4000	488	-6	-0,2	-0,01014
3800	492	-2	-0,068	-0,00336
3800	496	2	0,068	0,00336
4000	492	-2	-0,068	-0,00336
3800	492	-2	-0,068	-0,00336
3800	488	-6	-0,2	-0,01014
3800	488	-6	-0,2	-0,01014
3800	492	-2	-0,068	-0,00336
3800	484	-10	-0,333	-0,01712
3800	488	-6	-0,2	-0,01014
3800	492	-6	-0,2	-0,01014
4000	484	-2	-0,068	-0,00336
...

По полученным данным рассчитываем ФЧХ. Фазочастотная характеристика представляет собой зависимость разности фаз между выходным и входным сигналами от частоты сигнала.

ФЧХ вычисляем по формуле

$$\varphi = \arcsin \frac{I - I_{\text{ср}}}{A}, \quad (3)$$

где I – значение фототока в данный момент времени; $I_{\text{ср}}$ – среднее значение фототока; A – амплитуда сигнала

$$\varphi = \arcsin \frac{388 - 375}{-68} = 0,00336.$$

УДК 536.21

К.В. Короткова, М.А. Романова, С.В. Смирнов

Температурная зависимость мощности излучения и цветовой температуры полупроводниковых источников света

Исследовано влияние температуры корпуса полупроводникового источника света на коррелированную цветовую температуру его излучения. Показано, что основной вклад в увеличение её значения дает температурное гашение люминесценции люминофорного покрытия.

Ключевые слова: полупроводниковый источник света, люминофор, коррелированная цветовая температура.

Полупроводниковый источник света представляет собой оптический прибор, преобразующий электрическую энергию в излучение, близкое по спектральному составу к белому свету. Кристалл на основе гетероструктуры GaInN генерирует монохроматическое излучение длиной волны 450–460 нм, которое с помощью люминофора частично преобразуется в немонохроматическое излучение красно-желтой области спектра. Смесь потоков излучения

значения фаз при других значениях амплитуды и токов приведены в таблице.

Из рис. 1 можно увидеть, что сигнал с фотоприёмника опережает сигнал с генератора. Этот сдвиг фаз обусловлен пьезоэлектрическим эффектом, который заключается в возникновении механических деформаций под действием электрического поля. Полученные результаты данного оптического узла можно использовать в адаптивных интерферометрах.

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что необходимо работать в области низких частот, так как в диапазоне низких частот наблюдается гармонический сигнал, приближенный к идеальному сигналу. А с увеличением частоты происходит деструкция сигнала. Полная деструкция сигнала происходит на частоте 200 кГц, как показано на рис. 2, ж.

Литература

1. Погребной А.М. Волновая оптика / А.М. Погребной, Т.П. Погребная, Г.И. Пузырева // Волновая оптика: метод. указания по физике для студентов / ГОУ ВПО Иван. гос. хим.-технол. ун-т. – Иваново, 2007. – 80 с.
2. Иродов И.Е. Волновые процессы. Основные законы: учеб. пособие для вузов. – М.: Лаборатория базовых знаний, 1999. – 256 с.
3. Parinov I.A. Piezoceramic materials and Devices // Nova Science Pub. – 2010. – P. 347.
4. Guiffard B. Effects of Fluorine-Oxygen Substitution on the Dielectric and Electromechanical Properties of Lead Zirconate Titanate Ceramics / B. Guiffard, D. Audiger, L. Lebrun et al. // J. Appl. Phys. – 1999. – Vol. 86, № 10. – P. 5747–5752.
5. Глазман И.А. Применение пьезокерамики / И.А. Глазман, П.В. Власов. – М.: Знание, 1970. – 47 с.

кристалла и люминофора позволяет получить белый свет с коррелированной цветовой температурой от 3000 до 6000 К. Величина этой температуры определяется соотношением интенсивностей излучения в синей и красно-желтой областях спектра. Так как все параметры полупроводникового источника света зависят от термодинамической температуры кристалла и люминофора, то и цветовая температура, как параметр источника является термозависимой величиной.

Для преобразования излучения кристалла в красно-желтый свет используются твердые кристаллические люминофоры, преимущественно на основе порошка из иттрий-алюминиевых и иттрий-гадолиновых гранатов, легированных церием [1]. Порошок состоит из зерен сферической или неправильной формы размерами в пределах от 3 до 30 мкм. Для обеспечения прочности и технологичности порошок смешивают с кремний-органическим компаундом, который в виде слоя толщиной от 200 до 500 мкм наносится на поверхность кристалла. Возбуждающее излучение, проходя сквозь слой композита, претерпевает отражения и поглощения на отдельных зернах люминофора. В результате в отдельных зернах порошка возникает свечение люминесценции, которое, распространяясь в слое, рассеивается и частично поглощается. Интенсивность свечения люминофора зависит от температуры: чем выше рабочая температура, тем слабее свечение. Для эффекта термического гашения люминесценции характерно уменьшение выходной оптической мощности за счет увеличения вероятности безызлучательных переходов. Рабочая температура люминофора зависит как от температуры окружающей среды, так и от температуры поверхности полупроводникового кристалла. Кроме того, разогрев люминофора может происходить под воздействием проходящего сквозь него излучения кристалла.

В работе была проведена теоретическая оценка температуры покрытия на примере модели, представленной на рис. 1.

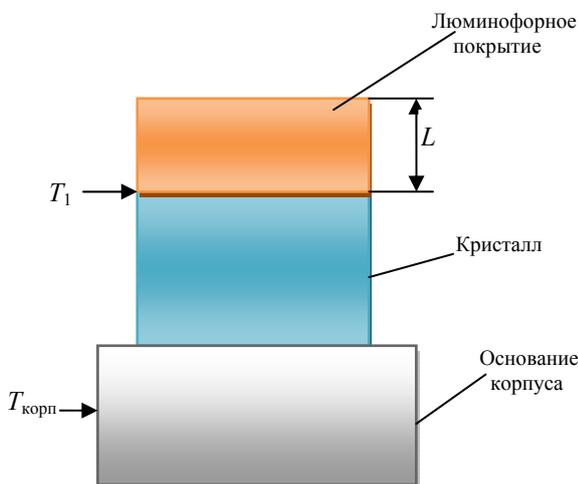


Рис. 1. Тепловая модель полупроводникового источника света

Оценку температуры люминофорного покрытия возможно провести, используя известное решение уравнения теплопроводности для плоской пластины с равномерно распределенным по её объёму источником тепла.

Примем, что поверхность люминофорного покрытия, контактирующая с кристаллом, имеет постоянную температуру T_1 , а свободная поверхность, теплообмен с поверхности которой может осуществ-

ляться только конвекцией, фактически является теплоизолированной. Таким образом, если пренебречь конвективным теплоотводом с поверхности покрытия, то математически установившееся температурное поле в момент времени τ в кристалле будет описываться уравнением теплопроводности Лапласа [2]:

$$\frac{d^2T(x)}{dx^2} + \frac{q_v}{\lambda} = 0, \quad (1)$$

где плотность выделяющейся тепловой мощности излучения в единице объёма — q_v .

Первое граничное условие имеет простой вид: $T(0) = T_1$. Второе граничное условие, требующее, чтобы поверхность при $x = L$ была теплоизолированной и, следовательно, градиент температуры на ней равен нулю:

$$\left. \frac{dT(x)}{dx} \right|_{x=L} = 0. \quad (2)$$

Решение этого уравнения известно [2], распределение температуры по толщине покрытия подчиняется параболическому закону, при этом максимальная температура достигается на поверхности пластины при $x = L$.

$$\frac{T_{\text{макс}}}{T_1} = 1 + \frac{q_v L^2}{2\lambda T_1}. \quad (3)$$

Количество тепла, выделяемое в объёме люминофорного покрытия толщиной L с характерным размером в единицу времени, определяется выражением [3]:

$$q_v = \alpha L a^2 I_0 \exp(-\alpha L), \quad (4)$$

где α — коэффициент поглощения; I_0 — световой поток; L — радиус (характерный размер) люминофорного покрытия.

Оценим коэффициент теплопроводности люминофорного покрытия, состоящего из кремнийорганического компаунда и иттрий-алюминиевого граната, легированного церием. Соотношение компонент по весу: 90% кремнийорганики и 10% ИАГ (Ce). Переводя весовые отношения в объёмные, получим, что объёмная доля компаунда $v_k = 0,975$, а доля люминофора составит всего $v_f = 0,0225$. Используем формулу Бургера [4] для теплопроводности смеси, состоящей из связки и сферических частиц:

$$\lambda_{\text{эфф}} = \frac{v_k \lambda_k + C v_f \lambda_f}{v_k + C v_f}. \quad (5)$$

В этой формуле, кроме объёмных долей, введены следующие обозначения: λ_k — теплопроводность компаунда (0,2 Вт/мК); λ_f — теплопроводность ИАГ (13 Вт/мК); $C = \lambda_k/\lambda_f = 0,015$. На рис. 2 представлены результаты расчета, из которых следует, что температура люминофора может существенно превышать температуру кристалла. Это может привести к уменьшению квантовой эффективности люминофора и изменению соотношения интенсивностей цветов: синего и красно-желтого.

Экспериментальная проверка сделанных предположений проводилась на полупроводниковых ис-

точниках света КИПД154А92 производства АО НИИПП (Томск). Величина светового потока в выделенных светофильтрами диапазонах излучения источника определялась с помощью спектрометра AvaSpec-2048 в диапазоне температур от комнатной до +85 °С.

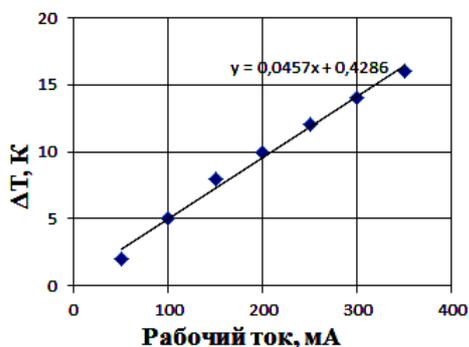


Рис. 2. Величина среднего перегрева люминофорного покрытия относительно поверхности кристалла, в зависимости от прямого тока

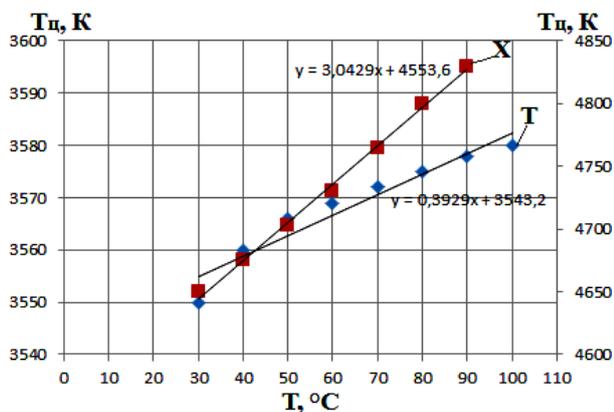


Рис. 3. Зависимость цветовой температуры полупроводниковых источников света КИПД154А92 от температуры: T – «теплого света», левая шкала; X – «холодного света», правая шкала

Как следует из зависимостей рис. 3, при повышении температуры корпуса источника наблюдается увеличение цветовой температуры. Это увеличение в большей мере проявляется для источников «холодного света», чем для источников «теплого света», что связано с различиями в составах люминофорных покрытий.

На рис. 4 представлены результаты измерений светового потока полупроводниковых источников света КИПД154А92, из которых следует, что при нагреве наблюдается снижение суммарного светового потока источника. При этом световой поток излучения кристалла в диапазоне 420–480 нм практически не изменяется.

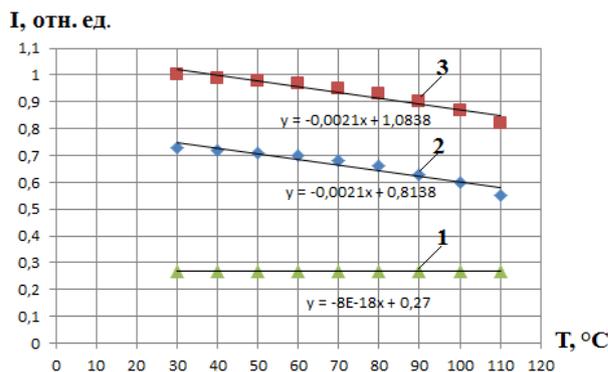


Рис. 4. Зависимость светового потока источника света от температуры: 1 – суммарный световой поток; 2 – световой поток в диапазоне длин волн от 420 до 480 нм; 3 – световой поток в диапазоне длин волн от 500 до 800 нм

Заключение

В результате проведенных исследований установлено, что цветовая температура полупроводниковых источников света имеет сильную зависимость от температуры корпуса полупроводникового источника света. Увеличение цветовой температуры связано с изменением соотношения световых потоков в синем и красно-желтом диапазоне длин волн, что в первую очередь связано с уменьшением и ростом температуры квантовой эффективности люминофорного покрытия.

Литература

1. Гончарова Ю.С., Саврук Е.В., Смирнов С.В. Температурная зависимость спектров излучения светодиодов белого свечения на основе нитрида галлия и его твердых растворов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2 (24). – С. 55–58.
2. Крейт Ф. Основы теплопередачи / Ф. Крейт, У. Блэк. – М.: Мир, 1983. – 512 с.
3. Гусев В.Э. Лазерная оптоакустика / В.Э. Гусев, А.А. Карабутов. – М.: Наука, 1991. – 304 с.
4. Дульнев Г.Н. Теплопроводность смесей и композиционных материалов / Г.Н. Дульнев, Ю.П. Заричняк. – Л.: Энергия, 1974. – 264 с.
5. Гончарова Ю.С. Спектральный метод бесконтактного измерения температуры кристаллов полупроводниковых источников света / Ю.С. Гончарова, М.А. Романова, С.В. Смирнов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – Т. 2, № 2(36). – С. 38–40.
6. Дохтуров В.В. Влияние локализации тепловыделения на тепловое сопротивление мощных полупроводниковых источников света / В.В. Дохтуров, С.В. Смирнов, Ю.С. Гончарова // Полупроводниковая светотехника. – 2013. – Т. 3, № 23. – С. 18–19.

О.В. Незанова, А.О. Семкин, С.Н. Шарангович

Голографическое формирование фазово-неоднородных поляризационных дифракционных структур в ФПМ-ЖК

Разработана аналитическая модель голографического формирования поляризационных дифракционных структур в фотополимерно-жидкокристаллических материалах оптическим полем, имеющим фазовую неоднородность. Модель использует формализм Джонса для описания записывающего поля и уравнения фотоиндуцированного перехода Фредерикса для описания возмущений тензора диэлектрической проницаемости. Кроме этого, модель учитывает фотоиндуцированное изменение коэффициента поглощения и сильное сцепление молекул ЖК с ограничивающими поверхностями.

Ключевые слова: поляризация, голографическое формирование, фотополимер, жидкие кристаллы.

В настоящее время голографические поляризационные дифракционные структуры, формируемые в фотополимерно-жидкокристаллических материалах (ФПМ-ЖК) методами поляризационной голографии, вызывают огромный интерес, обусловленный возможностью создания на их основе управляемых поляризационно-селективных устройств.

Ранее в [1–3] были разработаны аналитические модели голографического формирования и считывания данных структур. Однако в этих моделях не берется в расчет амплитудная и фазовая неоднородность записывающего поля. Целью данного исследования является разработка аналитической модели голографического формирования поляризационных структур в ФПМ-ЖК неоднородным оптическим полем.

Рассмотрим неоднородное формирование поляризационных структур в ФПМ-ЖК двумя когерентными ортогонально поляризованными пучками оптического излучения с квазиквадратичным фазовым профилем одного из пучков (рис. 1).

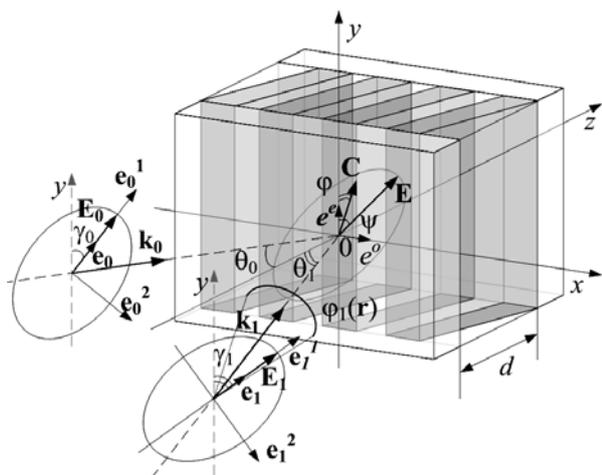


Рис. 1. Геометрия голографического формирования поляризационных структур в ФПМ-ЖК неоднородным полем

На рис. 1 \mathbf{k}_0 , \mathbf{k}_1 ; θ_0 , θ_1 – волновые векторы и углы падения (в плоскости xOz) записывающих пучков;

$\mathbf{e}_i = \frac{\mathbf{e}_i^1 + i \cdot \rho_i \cdot \mathbf{e}_i^2}{\sqrt{1 + \rho_i^2}}$ – единичные комплексные век-

торы поляризации в их собственных поляризационных базисах; \mathbf{e}_i^1 , \mathbf{e}_i^2 – орты этих базисов; ρ_i – эллиптичности эллипсов поляризации; $i=0,1$ – номер пучка; \mathbf{E}_0 , \mathbf{E}_1 ; γ_0 , γ_1 – векторы электрического поля и углы поляризации (в плоскости xOy); \mathbf{E} – вектор электрического поля результирующей записывающей волны; \mathbf{C} – директор жидкого кристалла (ЖК); φ – угол поворота директора ЖК относительно оси Ox ; ψ – азимут результирующей волны главной оси вращения эллипса поляризации относительно оси Ox ; $\varphi_1(\mathbf{r})$ – фазовый профиль одного из записывающих пучков.

В рассматриваемом случае разность фаз между записывающими волнами приводит лишь к изменению состояния поляризации результирующего поля, модуляция интенсивности отсутствует. Молекулы жидкого кристалла способны ориентироваться в направлении вектора электрического поля результирующей записывающей волны под влиянием фотоиндуцированного перехода Фредерикса [4], вследствие чего в ФПМ-ЖК формируются решетки с периодически повторяющейся ориентацией молекул ЖК [5]. Фиксация решеток в образце происходит за счет фотополимеризационных процессов. После завершения ориентационных и фотополимеризационных процессов в ФПМ-ЖК наблюдается квазипериодическая пространственная неоднородность оптической анизотропии.

Голографическое формирование поляризационных структур фазово-неоднородным полем

Используем формализм Джонса [6] для определения состояния поляризации записывающего светового поля:

$$J_i(\mathbf{r}, t) = E_i(\mathbf{r}) \cdot e^{-\alpha(\mathbf{r}, t)(\mathbf{N}_{r_i} \cdot \mathbf{r})} e^{-i(\mathbf{k}_i \cdot \mathbf{r} + \delta_i)} \cdot M_i \cdot R_i \cdot D_i, \quad (1)$$

где $\mathbf{N}_{r_i}(\mathbf{r})$, $E_i(\mathbf{r})$, δ_i – волновые нормали, пространственные распределения амплитуды и абсолютные фазы записывающих пучков; $\alpha(\mathbf{r}, t)$ – коэффициент поглощения с учетом его фотоиндуцированного изменения; \mathbf{r} – радиус-вектор; D_i – векторы Джонса записывающих лучей соответствующим

щих базисов поляризации [3];
 $R_i = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_i) & -\sin(\gamma_i) \\ \sin(\gamma_i) & \cos(\gamma_i) \end{bmatrix}$, $M_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \cos(\theta_i) \end{bmatrix}$ – матрицы обратного поворота осей координат.

Для простоты опустим зависимость от времени.

Фазовый профиль одного из записывающих лучей в (1) $\varphi_1(\mathbf{r}) = \mathbf{k}_1 \cdot \mathbf{r} + \delta_1$ может быть представлен в виде разложения в ряд Тейлора до квадратичного члена

$$\varphi^m(\mathbf{r}) = \varphi_1 + \varphi_1' \cdot x + 0,5\varphi_1'' \cdot x^2. \quad (2)$$

Состояние поляризации результирующей волны можно определить из выражения

$$J(\mathbf{r}) = \sum_{i=0,1} J_i(\mathbf{r}). \quad (3)$$

Неоднородность фазового профиля задается выражением (2). Определить поляризационные характеристики результирующего поля мы можем, используя фазор [7]:

$$\mu(\mathbf{r}) = J^e(\mathbf{r}) / J^o(\mathbf{r}), \quad (4)$$

где $J^o(\mathbf{r})$, $J^e(\mathbf{r})$ – компоненты результирующих векторов Джонса, которые соответствуют собственным обыкновенной и необыкновенной волнам в ФПМ-ЖК.

Распределения азимута $\psi(\mathbf{r})$ и эллиптичности $\rho(\mathbf{r})$ результирующего светового поля могут быть определены следующими выражениями [8]:

$$\psi(\mathbf{r}) = \frac{1}{2} \cdot \arctg \left(\frac{2 \cdot \text{Re}[\mu(\mathbf{r})]}{1 - |\mu(\mathbf{r})|^2} \right), \quad (5)$$

$$\rho(\mathbf{r})^2 = \frac{1 - \left[1 + 4 \cdot \text{Im}^2 \mu(\mathbf{r}) / (1 - |\mu(\mathbf{r})|^2)^2 \right]^{0.5}}{1 + \left[1 + 4 \cdot \text{Im}^2 \mu(\mathbf{r}) / (1 - |\mu(\mathbf{r})|^2)^2 \right]^{0.5}}. \quad (6)$$

Далее мы сможем определить выражение для угла поворота директора $\varphi(\mathbf{r})$, вызванное воздействием компонент электрического поля записывающей волны, используя методику, аналогичную [1–3], решая следующее уравнение, учитывающее сильное сцепление молекул ЖК с ограничивающими поверхностями:

$$\int_0^{\varphi^{\text{app}}} \frac{1}{\sqrt{\sin^2 \psi(\mathbf{r}) - \varphi'^2}} d\varphi' = \frac{1}{\xi_e(\mathbf{r}, E)} \left(\frac{d}{2} \pm z \right), \quad (7)$$

где d – толщина образца; $\xi_e(\mathbf{r}) = \left[\frac{K_{33} \cdot 8\pi}{\varepsilon_e - \varepsilon_o} \cdot \frac{1}{E(\mathbf{r})^2} \right]$ –

пространственное распределение электрической когерентной длины, ε_o , ε_e – компоненты невозмущенного тензора диэлектрической проницаемости, соответствующие обыкновенной и необыкновенной волнам в материале; K_{33} – коэффициент упругости

Франка; $E(\mathbf{r}) = \sqrt{I(\mathbf{r})}$, $I(\mathbf{r})$ – интенсивность записывающего поля.

Знак «+» в выражении (7) соответствует углам поворота ЖК при $0 \leq z < (d/2)$, знак «–» соответствует углам поворота молекул ЖК при $(d/2) \leq z < d$.

Пространственное распределение тензора диэлектрической проницаемости можно представить в виде ряда Фурье для пространственных гармоник решетки:

$$\hat{\varepsilon}(\mathbf{r}) = (1 - \rho) \cdot \varepsilon_p \cdot \hat{I} + \rho \cdot \sum_{j=0}^N \hat{\varepsilon}_j^{lc} \cos(\mathbf{K}_j \cdot \mathbf{r}), \quad (8)$$

где ε_p – полимерная составляющая; \hat{I} – единичный тензор; ρ – объемная доля молекул ЖК в образце; $\mathbf{K}_j = j\mathbf{K}$, $\mathbf{K} = \mathbf{k}_0 - \mathbf{k}_1$; $\hat{\varepsilon}_j^{lc}$ – амплитуды гармоник,

$\hat{\varepsilon}_j^{lc} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \hat{\varepsilon}^{lc}(\mathbf{r}) \cos(\mathbf{K}_j \cdot \mathbf{r}) d(\mathbf{K} \cdot \mathbf{r})$; возмущенный тензор диэлектрической проницаемости ЖК $\hat{\varepsilon}_{lc}(\mathbf{r})$ может быть определен [1–3]

$$\hat{\varepsilon}^{lc}(\mathbf{r}) = \varepsilon_o \cdot \hat{I} + (\varepsilon_e - \varepsilon_o) [\mathbf{C}(\mathbf{r}) \mathbf{C}(\mathbf{r})], \quad (9)$$

где $\mathbf{C}_1(\mathbf{r}) = \cos[\varphi(\mathbf{r})]$, $\mathbf{C}_2(\mathbf{r}) = \sin[\varphi(\mathbf{r})]$,

$\mathbf{C}_3(\mathbf{r}) = \sin[\varphi(\mathbf{r})] \cdot \sin\left[\frac{\theta_0 - \theta_1}{2}\right]$ – проекции директора

молекул ЖК на координатные оси. Следует отметить, что из-за фотоиндуцированного изменения коэффициента поглощения компоненты $\hat{\varepsilon}_j^{lc}$ будут иметь зависимость от z -координат.

Фотоиндуцированное изменение коэффициента поглощения (1) может быть описано [9]

$$\alpha(\mathbf{r}, t) = \alpha_{\text{sub}} + \alpha_0 K_{d0} \times$$

$$\times \exp(-\beta \alpha_0 \cdot (I_0(\mathbf{r}) / \cos \theta_0 + I_1(\mathbf{r}) / \cos \theta_1) z \cdot t), \quad (10)$$

где α_{sub} – коэффициент поглощения подложки; K_{d0} – начальная концентрация красителя; α_0 – коэффициент поглощения молекулы красителя; β – квантовый выход красителя; $I_i(\mathbf{r})$ – интенсивность записывающих пучков.

Численное моделирование

Проведем численное моделирование углов поворота директора ЖК и амплитуд гармоник тензора диэлектрической проницаемости для двух характерных случаев записи волнами, имеющими линейные и круговые ортогональные поляризации. Амплитудные профили записывающих волн $E_i(\mathbf{r})$ примем однородными, а фазовый профиль одного из пучков примем в соответствии с выражением (2). Параметры модели: $\lambda = 633$ нм; $d = 10$ мкм, $K_{33} = 7,45 \cdot 10^{-6}$ дин (характерно для МББА); $\theta_0 = \pi/36$, $\theta_1 = -\pi/36$. Для фотоиндуцированного изменения поглощения по выражению (10) примем следующее:

$$\alpha_{\text{sub}} = 10^{-4} \text{ Нп/мкм}; \quad (\beta_{\text{КВ}} \alpha_0)^{-1} = 0,835 \text{ с}^{-1};$$

$\alpha_0 K_{d0} = 0,016$ Нп/мкм. Для пространственной неоднородности фазового профиля примем $0,5\varphi_1 = 6,8 \cdot 10^{10}$.

Параметры моделирования, принятые для линейно поляризованных волн: $\gamma_0 = 0$, $\gamma_1 = \pi/2$; $\rho_0 = \rho_1 = 0$.

Параметры для волн с круговой поляризацией: $\gamma_0 = \gamma_1 = 0$; $\rho_0 = 1$; $\rho_1 = -1$. Величина $\rho_1 = -1$ здесь означает, что вектор \mathbf{e}_1 вращается в направлении, противоположном вращению \mathbf{e}_0 .

Рассчитаем распределение $\varphi(\mathbf{r})$ в конце процесса формирования структуры при интенсивности записывающего поля, соответствующей $|\mathbf{E}| = 1,5E_C$, путем решения уравнения (7). Кроме этого, определим амплитуды гармоник диагонального элемента $[1,1]$ $\hat{\epsilon}_{1,1}^{lc}$ тензора диэлектрической проницаемости по выражениям (8), (9). Расчеты проведем для двух указанных случаев (рис. 2, 3).

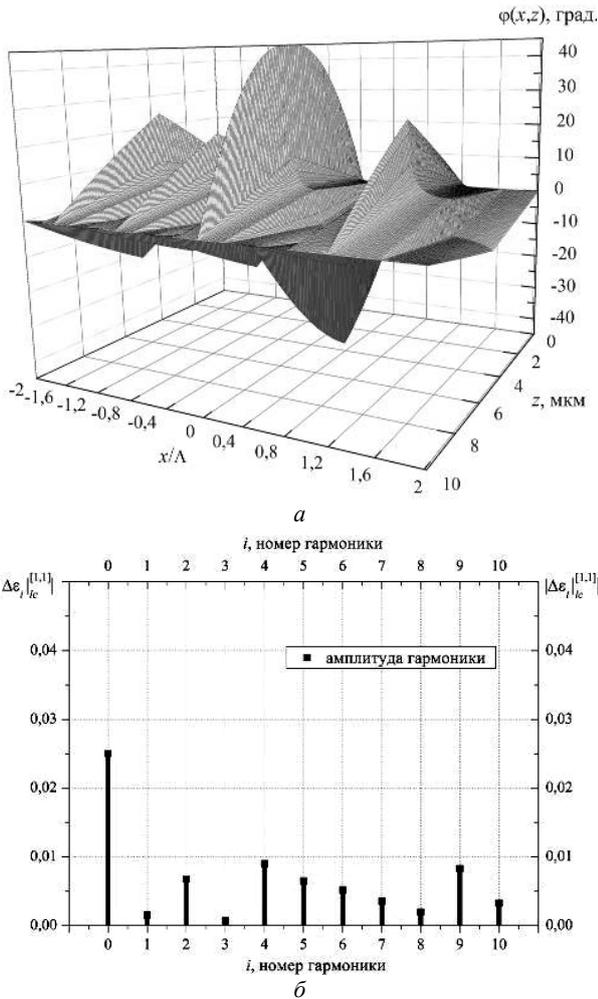


Рис. 2. Пространственное распределение углов поворота директора ЖК (а) и амплитуды гармоник тензора диэлектрической проницаемости $\hat{\epsilon}_{1,1}^{lc}$ (б) в центре образца для записи двумя линейно ортогонально поляризованными волнами

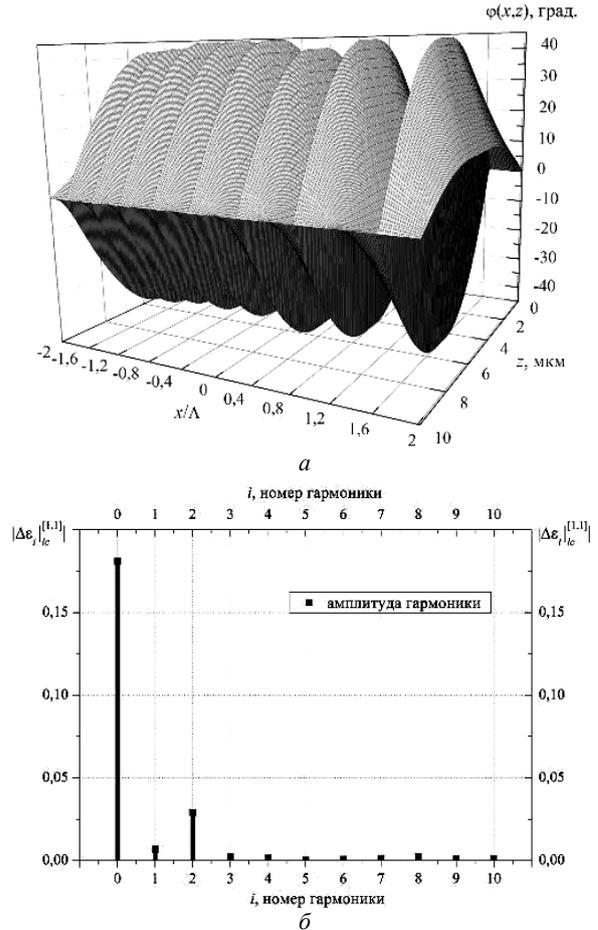


Рис. 3. Пространственное распределение углов поворота директора ЖК (а) и амплитуды гармоник тензора диэлектрической проницаемости $\hat{\epsilon}_{1,1}^{lc}$ (б) в центре образца для записи двумя волнами с ортогональной круговой поляризацией

Анализ рис. 2, 3 показывает, что, во-первых, сильное сцепление молекул ЖК с ограничивающей поверхностью обуславливает колоколообразный профиль $\varphi(\mathbf{r})$ вдоль оси z для обоих случаев, во-вторых, распределение $\varphi(\mathbf{r})$ является сложным и ангармоническим для случая линейной поляризации и квазигармоническим для случая круговой поляризации. Кроме этого, для обоих случаев наблюдается линейно изменяющийся период распределения $\varphi(\mathbf{r})$, соответствующий структурам с квадратичным фазовым профилем.

Заключение

Разработана теоретическая модель голографического формирования поляризационных дифракционных структур двумя ортогонально поляризованными пучками оптического излучения с учетом фотоиндуцированного изменения коэффициента поглощения и сильного сцепления молекул ЖК с ограничивающими поверхностями. Модель описывает квазипериодическое изменение тензора диэлектрической проницаемости, обусловленное формированием набора пространственных гармоник со сложной зависимостью вдоль глубины образца.

Показано, что фазовая неоднородность одного из записывающих пучков приводит к формированию ангармонической дифракционной структуры в случае записи линейно ортогонально поляризованными волнами. В случае ортогональной круговой поляризации структура имеет квазигармонический вид.

Работа выполнена в рамках проектной части Госзадания Минобрнауки РФ (проект № 3.878).

Литература

1. Semkin A.O. Holographic formation of the polarization gratings in PDLCs under light-induced absorption / A.O. Semkin, S.N. Sharangovich // Pacific Science Review. – 2014. – № 16 (3). – P. 68–72.
2. Semkin A.O. Model of the formation of holographic polarization gratings in PDLC taking into account light-induced absorption changes and strong surface adhesion / A.O. Semkin, S.N. Sharangovich // Pacific Science Review A: Natural Science and Engineering. – 2015. – № 17. – P. 1–6.
3. Semkin A.O. Multibeam holographic formation of the polarization photonic structures in polymer-dispersed liquid crystals / A.O. Semkin, S.N. Sharangovich // Physics Procedia. – 2015. – № 70. – P. 791–794.
4. Zel'dovich B.Ya. Theory of optically induced Freedericksz transition (OFT) / B.Ya. Zel'dovich, N.V. Tabiryan // Sov. Phys. JETP – 1982. – Vol. 55, №4. – P. 656–666.
5. Поляризационные голографические решетки в жидкокристаллических композитах / Г.М. Жаркова, А.П. Петров, С.А. Стрельцов, В.М. Хачатурян // Вестник НГУ. Сер. Физика. – 2012. – Т. 7, № 2. – С. 5–14.
6. Ярив А. Оптические волны в кристаллах / пер. с англ. А. Ярив, П. Юх. – М.: Мир, 1987. – 616 с.
7. Azzam R.M.A. Ellipsometry and polarized light / R.M.A. Azzam, N.M. Bashara. – North Holland Publishing Company, 1977. – 539 p.
8. Федоров Ф.И. Оптика анизотропных сред. – М.: Едиториал УРСС, 2004. – 384 с.
9. Formation of holographic transmission and reflecting gratings in photopolymers under light-induced absorption / E.A. Dovolnov et al. // Russian Physics Journal. – 2006. – № 49(10). – P. 1129–1138.

УДК 535:621.372.8

И.А. Трушников, П.К. Сафронова, А.В. Инюшов, А. Саркыт, В.М. Шандаров

Формирование фотонных структур в кристалле ниобата лития бесселеподобными световыми пучками

Экспериментально продемонстрировано преобразование гауссовых лазерных пучков в одномерные и двумерные бесселеподобные пучки оптическими схемами с амплитудными транспарантами. Полученные квазибездифракционные световые поля использованы для формирования фотонных дифракционных структур в кристаллических образцах ниобата лития с фоторефрактивными свойствами.

Ключевые слова: фотонная структура, фоторефрактивный эффект, ниобат лития, бесселеподобный пучок, амплитудный транспарант.

Лазерные пучки активно применяют в медицине, биомедицинской оптике, прецизионной химии, фармакологии [1]. Однако дифракция приводит к ограничению области светового поля с почти неизменной интенсивностью. Поэтому «бездифракционные» практически не расходящиеся световые пучки открывают новые пути развития технологий, требующих высокой интенсивности света на достаточно больших длинах пути [1]. К подобным «бездифракционным» полям относятся пучки Эйри, Бесселя и некоторые другие [2]. Целью нашего исследования является демонстрация формирования бесселеподобных световых пучков путем преобразования пространственной структуры лазерных гауссовых пучков с помощью амплитудных транспарантов. Демонстрируется также использование полученных световых полей для формирования фотонных структур в фоторефрактивных кристаллических образцах ниобата лития (LiNbO_3).

Обычно для формирования двумерных бесселеподобных пучков используются схемы с коническими линзами – аксиконами с круговыми апертурами и пространственными модуляторами света [1]. Однако

в некоторых случаях интерес представляют и одномерные или квазиодномерные бесселеподобные пучки, распределение интенсивности вдоль лишь одной из поперечных координат которых описывается зависимостью, близкой к квадрату функции Бесселя. Для формирования таких полей мы используем амплитудные транспаранты в виде металлического экрана с двумя прямоугольными щелями.

Экспериментальные условия и результаты экспериментов

В качестве источников излучения в экспериментах использовались твердотельный лазер YAG:Nd^{3+} с длиной волны излучения $\lambda = 532$ нм и He-Ne-лазер с длиной волны излучения $\lambda = 633$ нм.

Для формирования квазиодномерного бесселеподобного пучка лазерное излучение освещает амплитудный транспарант, расположенный в фокальной плоскости линзы (цилиндрической или сферической). В задней фокальной плоскости линзы в результате интерференции двух почти параллельных световых пучков образуется квазиодномерная интерференционная картина. Распределение интенсивности в области интерференции зависит от соотно-

шения ширины щелей в экране и расстояния между их центрами. При некоторых условиях оно может быть близким к распределению, характерному для бесселеподобного пучка. Полученное световое поле может быть использовано для генерации фотонных структур в фоточувствительных материалах. Для формирования двумерных бесселеподобных световых пучков используются два наложенных металлических экрана с разной ориентацией прямоугольных щелей в одном из них относительно таковых для второго экрана. Интерференционная картина в этом случае формируется с помощью сферической линзы.

Фотонные структуры формировались в фото-рефрактивном кристаллическом образце ниобата лития, легированного медью ($\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$). Характеристики полученных фотонных структур оценивались по картинам дифракции светового поля в ближней зоне (на выходной плоскости образца) и в дальней зоне (в фокальной плоскости фокусирующей линзы) при считывании структуры параллельными и сфокусированными лазерными пучками с длинами волн $\lambda = 633$ и $\lambda = 532$ нм. Световые картины в ближней зоне, на выходной плоскости образца, исследовались с помощью ПЗС-камеры. Дифракционные картины в дальней зоне изучались визуально, а интенсивности дифракционных максимумов измерялись с помощью фотодиодов.

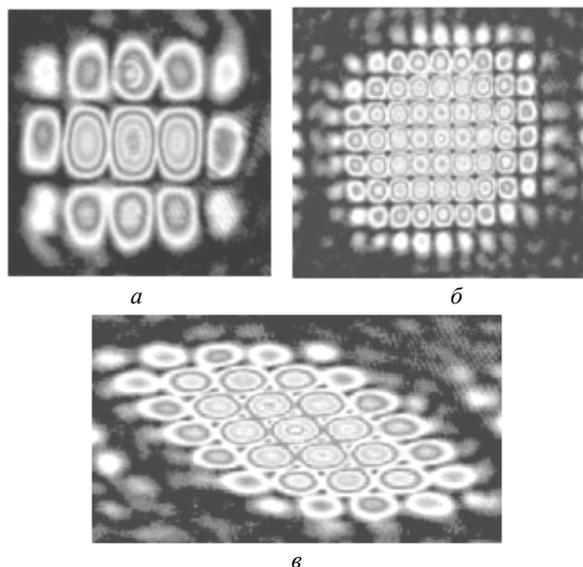


Рис. 1. Световые картины в поперечных сечениях двумерных бесселеподобных пучков с шириной центральных максимумов:
 а – 230 мкм; б – 60 мкм (щели в наложенных экранах ориентированы относительно друг друга под углом 90°);
 в – 90 мкм (щели в наложенных экранах ориентированы относительно друг друга под углом 45°)

Картины световых полей, показанные на рис. 1, иллюстрируют поперечные распределения интенсивности двумерных световых пучков вблизи фокальной плоскости сферической линзы с фокусным расстоянием 19 см, при различных размерах щелей в непрозрачных экранах и различной их ориентации относительно друг друга ($\lambda = 532$ нм). Полученные в

результате интерференции световые поля обладают высокой продольной однородностью и ограниченным числом максимумов распределения интенсивности света в поперечных сечениях.

На рис. 2 представлены зависимости световых картин в поперечных сечениях гауссова пучка и двумерного бесселеподобного пучка при смещении ПЗС-камеры вдоль оптической оси системы.

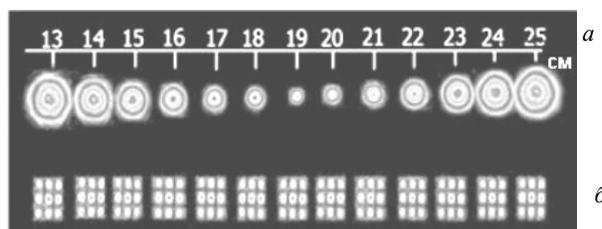


Рис. 2. Световые картины в поперечном сечении гауссова пучка (а) и двумерного бесселеподобного пучка (б) при разных положениях видеокамеры вдоль оси пучков

Рисунок 3 демонстрирует соответствующие зависимости ширины гауссова пучка и ширины центрального максимума двумерного бесселеподобного пучка для случая, когда они сопоставимы.

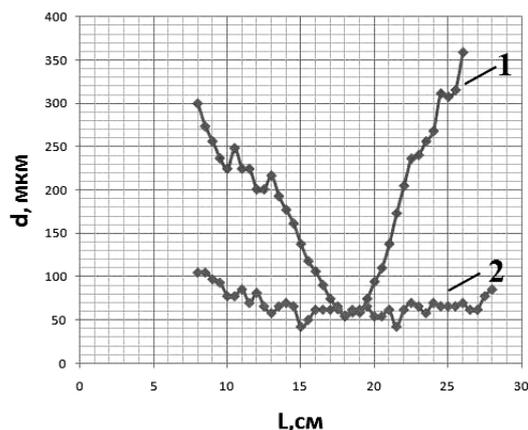


Рис. 3. Зависимости ширины гауссова пучка (1) и центрального максимума в интерференционной картине (2) по уровню 0,5 от продольной координаты

Можно видеть, что в двумерном бесселеподобном пучке дифракционное уширение центрального максимума проявляется значительно слабее, чем в пучке с гауссовым профилем.

Полученные бесселеподобные одномерные и двумерные пучки были использованы для оптического индуцирования фазовых дифракционных структур в образце $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$ и волноводных фотонных решеток в образце $\text{LiNbO}_3:\text{Fe}$. Размеры пластины $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$ составляют $10 \times 2 \times 15$ мм³ по осям X, Y и Z. В процессе выращивания кристалл был легирован медью. Образец кристалла, легированный железом, имеет размеры $5 \times 10 \times 10$ мм³ по тем же осям. В режиме формирования фотонных структур кристаллические образцы экспонировались бесселеподобными световыми полями, длина волны света при этом составляла 532 нм. При исследовании созданных фотонных структур изучались картины ди-

фракции на них гауссовых световых пучков в ближней и дальней зонах дифракции.

Картина на рис. 4, *a* иллюстрирует ближнюю зону дифракции лазерного излучения ($\lambda = 532$ нм) на одномерной фазовой решетке с пространственным периодом 180 мкм в пластине $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$. Оптическая мощность и время записи решетки: 1 мВт и 3 мин. На рис. 4, *б* представлен профиль интенсивности этой картины вдоль оси Z кристалла.

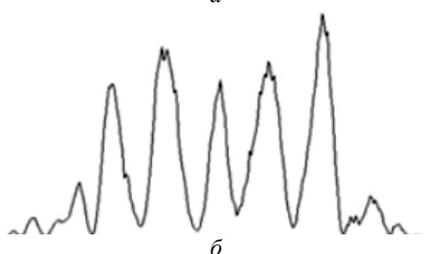
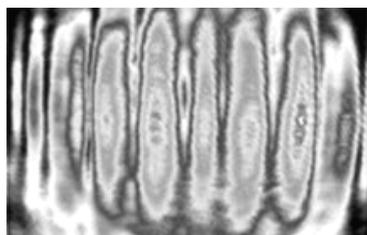


Рис. 4. Картина светового поля (*a*) и профиль его интенсивности (*б*) на выходной грани пластины $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$ по оси Z (одномерная фазовая решетка)

Рисунок 5, *a* иллюстрирует картину светового поля двумерного бесселеподобного пучка ($\lambda = 532$ нм), полученную в задней фокальной плоскости сферической линзы с фокусным расстоянием 17 см при размерах щелей в экранах 300 и 500 мкм и их перпендикулярной ориентации относительно друг друга. Ориентация щелей фазовых транспарантов относительно оптической оси кристалла $\pm 45^\circ$. Световое поле на рис. 5, *б* иллюстрирует ближнюю зону дифракции считывающего пучка ($\lambda = 532$ нм) на двумерной фазовой решетке, полученной после экспонирования указанным двумерным бесселеподобным пучком пластины $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$. Оптическая мощность и время формирования решетки: 15 мВт и 3 мин.

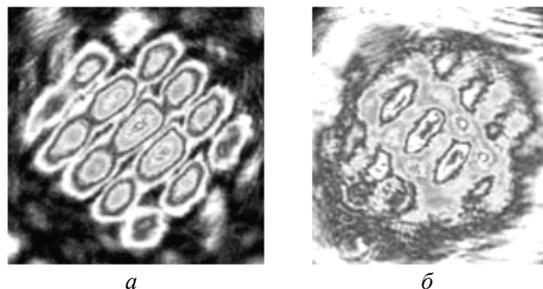


Рис. 5. Световое поле (*a*) двумерного бесселеподобного пучка (перпендикулярно наложенные транспаранты расположены под углом 45° к оптической оси) и дифракционная картина на выходной плоскости пластины $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$ (*б*), полученная при $\lambda = 532$ нм

Одномерные и двумерные фотонные структуры с пространственными периодами 20–30 мкм получены также в образце $\text{LiNbO}_3:\text{Fe}$ с помощью бесселеподобных пучков. В данных структурах изучены особенности дискретной дифракции света [3, 4], связанные с малым числом элементов и различием их параметров.

Таким образом, экспериментально продемонстрировано создание фотонных дифракционных и волноводных структур в объеме фоторефрактивного кристалла с помощью световых полей с бесселеподобными профилями, полученных путем преобразования лазерных гауссовых пучков амплитудными транспарантами.

Работа выполнена в рамках проектной части Госзадания Минобрнауки РФ (проект № 3.878.2014/К).

Литература

1. Duocastella Marti and Craig B. Arnold. Bessel and annular beams for materials processing // *Laser Photonics Rev.* – 2012. – Vol. 6. – P. 607–621.
2. Georgios A. Siviloglou and Demetrios N. Christodoulides. Accelerating finite energy Airy beams // *Opt. Lett.* – 2007. – Vol. 32. – P. 979–981.
3. Christodoulides D., Lederer F., Silberberg Y. Discretizing light behaviour in linear and nonlinear waveguide lattices // *Nature.* – 2003. – Vol. 424. – P. 817–823.
4. Diebel F., Boguslawski M., Dadalyan T., Drampyan R. and Denz C. Controlled soliton formation in tailored Bessel photonic lattices // *Optics Express.* – 2016. – Vol. 24. – P. 12933–12940.

УДК 535.421:773.93

К.В. Волченко, С.А. Кругляков, А.О. Семкин

Программно-аппаратный комплекс для моделирования, формирования и считывания голографических дифракционных ФПМ-ЖК-структур

Представлены результаты разработки программного комплекса для моделирования дифракционных характеристик голографических дифракционных структур в фотополимерно-жидкокристаллических материалах (ФПМ-ЖК) и для управления экспериментальной установкой записи и считывания таких структур.

Ключевые слова: ФПМ-ЖК, дифракционные структуры, голография, C++, Qt Creator.

В настоящее время развитие инноваций в сфере оптических устройств с каждым годом набирает всё новые и новые обороты. Одним из перспективных базовых элементов данных устройств являются голографические дифракционные структуры (ГДС) в композиционных фотополимерно-жидкокристаллических материалах (ФМП-ЖК). Таким образом, исследования процессов формирования и считывания ГДС представляются весьма актуальными.

Задачи голографической записи всегда связаны с изучением физико-химических свойств самой среды и процессов, в ней протекающих. Для оптимизации параметров композиционных сред и схемы записи необходимо провести множество экспериментов и обработать соответствующий объем данных. При этом если среда и записываемая в ней структура неоднородны, оптические свойства среды анизотропны и могут изменяться при внешнем воздействии (все это характерно для ФМП-ЖК), объем обрабатываемых данных и количество необходимых экспериментов значительно увеличиваются. В данном случае возможна замена экспериментальных иссле-

дований численным моделированием на основе физически обоснованных теоретических моделей с дальнейшей проверкой результатов на практике для некоторых частных случаев. Автоматизация описанных процессов позволит сократить время проведения комплекса исследований. Целью данной работы является разработка единого программно-аппаратного комплекса для моделирования дифракционных характеристик и управления экспериментальной установкой записи и считывания ГДС в ФМП-ЖК.

На имеющейся экспериментальной установке (рис. 1) запись ГДС проводится по классической двухпучковой схеме линейно поляризованным лазерным излучением с длиной волны 633 нм (в области максимума поглощения красителя ФМП-ЖК). При этом мощность записывающих пучков не превышает 1 мВт. Управление оптическими затворами (ОЗ на рис. 1) и считывание показаний фотоприемников (ФД) производится через блок управления, подключенный к ПК. Таким образом, установка предполагает программное управление.

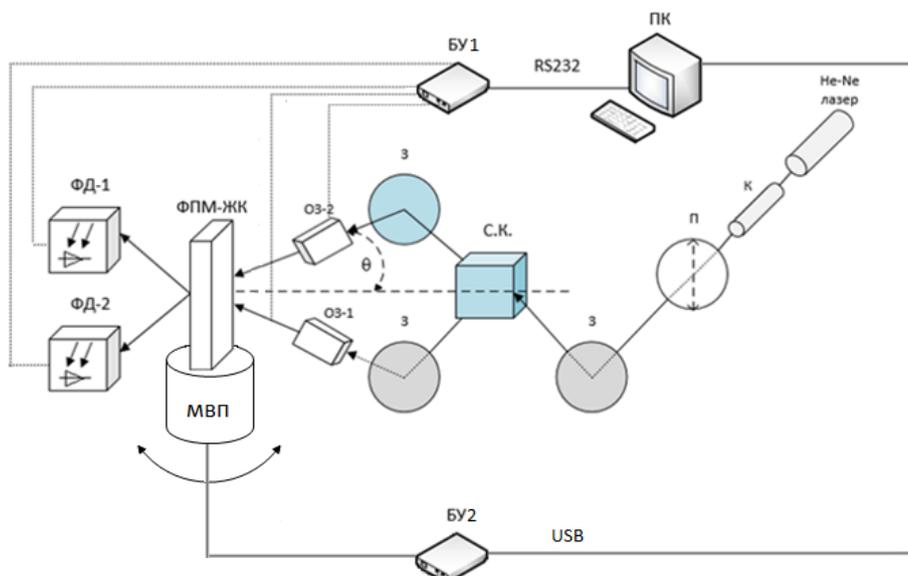


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: БУ – блок управления, С.К. – светоделительный кубик, ПК – персональный компьютер, ОЗ – оптический затвор, К – коллиimator, З – зеркало, ФД – фотоприемник, П – поляризатор, МВП – моторизованный вращающийся столик

Разрабатываемый программный комплекс должен обеспечивать, во-первых, возможность моделирования основных характеристик голографических структур и, во-вторых, возможность управления элементами экспериментальной установки (см. рис. 1).

В качестве основы для программного модуля моделирования дифракционных характеристик взята теоретическая модель, разработанная в [1–5]. Рассмотрена двумерная дифракция Брэгга необыкновенных волн на ГДС при воздействии внешнего пространственно неоднородного электрического поля. В этом случае амплитуды взаимодействующих волн могут быть найдены путем решения системы уравнений связанных волн (УСВ) [5]:

$$\mathbf{N}_{r0}^e \cdot \nabla E_0^e(\mathbf{r}) = -iC_1^e(\mathbf{r})E_1^e(\mathbf{r})\exp(+i\Theta(\mathbf{r})), \quad (1)$$

$$\mathbf{N}_{r1}^e \cdot \nabla E_1^e(\mathbf{r}) = -iC_0^e(\mathbf{r})E_0^e(\mathbf{r})\exp(-i\Theta(\mathbf{r})), \quad (2)$$

где $C_{0,1}^e(\mathbf{r}) = \frac{1}{4} \frac{\omega}{c_c n_0^e} \mathbf{e}_{1,0}^e(\mathbf{r}) \cdot \Delta \hat{\epsilon} \cdot \mathbf{e}_{0,1}^e(\mathbf{r})$ – локальные

коэффициенты связи; $\mathbf{e}_i^e(\mathbf{r})$ – векторы поляризации; $i = 0, 1$ – порядок дифракции; $\Delta \hat{\epsilon}$ – возмущение диэлектрической проницаемости образца, характеризующее периодическую неоднородность оптических свойств ГДС; $\mathbf{N}_{r0,1}^e$ – групповые нормали; c_c – скорость света; $\Theta(\mathbf{r})$ – параметр интегральной фазовой

расстройки, определяющий влияние пространственной неоднородности управляющего электрического поля на условия дифракции световых волн.

Решая УСВ (1), (2) в оптически неоднородной среде в приближении заданного поля [5], представим распределение амплитуды дифракционного светового поля по угловому спектру (УС):

$$E_d(\theta, E) = E_p(\theta) T_d(\Delta, E), \quad (3)$$

где введена передаточная функции (ПФ) ГФС:

$$T_d(\Delta, E) = \frac{1}{d} \cdot \int_0^d C(\mathbf{r}) \cdot \exp \left[i \cdot \left(\Delta \frac{y}{d} + \Theta(\mathbf{r}) \right) \right] dy, \quad (4)$$

$E_p(\theta)$ – УС падающего светового поля; $C(y, E)$ – амплитудный коэффициент связи; $\Delta = f(\delta\theta)$ – относительная фазовая расстройка; $\delta\theta = \theta - \theta_0$ – отклонение от угла Брэгга θ_0 , угол θ характеризует направление плоскостолновых компонент УС $E_d(\theta, E)$ относительно волновых нормалей N_d световых пучков.

На рис. 2 представлено главное окно разработанного модуля моделирования дифракционных характеристик ГДС при воздействии биполярного внешнего электрического поля согласно описанной модели.

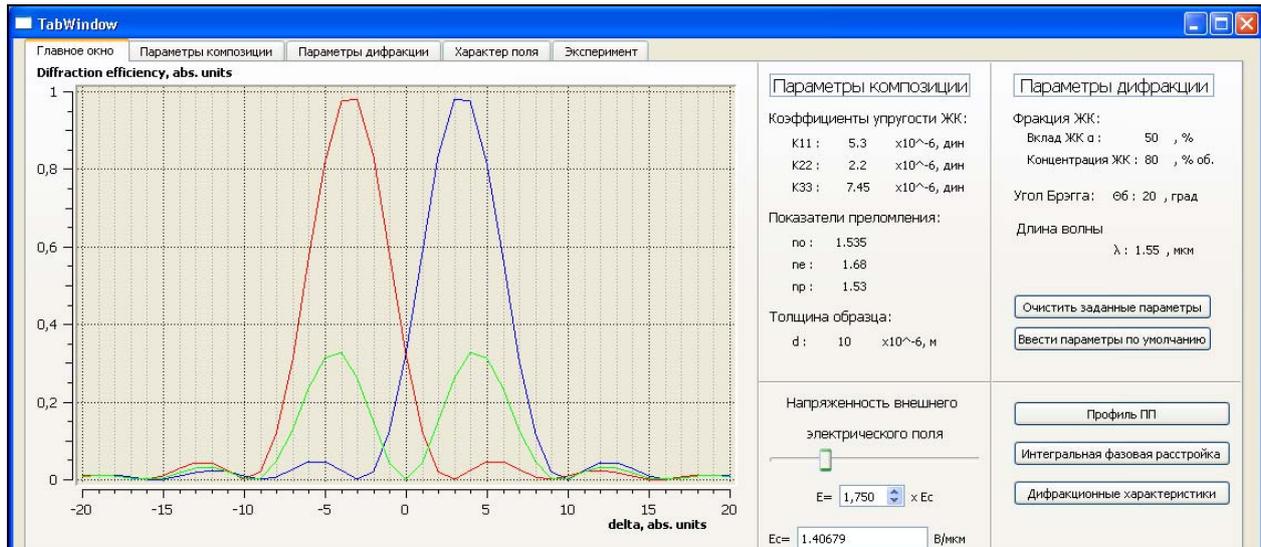


Рис. 2. Главное окно программного комплекса

Кроме этого, в программном комплексе реализована возможность анализа характеристик структур при воздействии пространственно неоднородного электрического поля, форму которого может задавать пользователь (рис. 3).

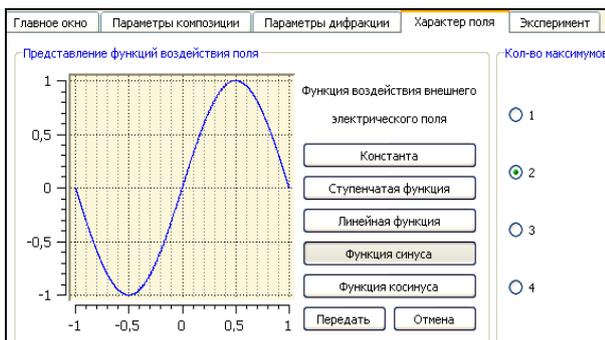


Рис. 3. Характер поля

Экспериментальные исследования, проводимые на установке (см. рис. 1) можно разделить на два типа: исследование процессов формирования структур и исследование их дифракционных характеристик.

Процесс формирования дифракционных структур, т.е. эксперимент записи, производится двумя

линейно поляризованными пучками когерентного лазерного излучения. Имеющийся электронный блок управления оптическими затворами и фотоприемниками (см. рис. 1) позволяет производить запись ГДС в импульсном режиме [1, 6], а также анализировать кинетику формирования структуры в режиме реального времени путем закрытия одного из затворов на короткое время (порядка 50 мс) и считывания показаний фотоприемников.

Записанную дифракционную структуру можно оценить по ее дифракционной эффективности и угловой селективности, а также по изменению данных характеристик при воздействии электрического поля, в том числе пространственно-неоднородного. Для проведения данных экспериментов необходимо провести считывание показаний фотоприемников установки (см. рис. 1) при падении на образец ФПМ-ЖК одного линейно поляризованного пучка оптического излучения. Вращение образца для оценки угловой селективности выполняет моторизованный столик (см. рис. 1).

Элементы программного управления устройствами установки, необходимые для реализации экспериментов записи и считывания, связывающиеся с управляемыми элементами с помощью блоков управления, представлены в окне программы на рис. 4.

Таким образом, на данный момент разработан программный комплекс для моделирования и графического отображения дифракционных характеристик ГДС. Реализована возможность задания произвольных параметров композиции и дифракции, возможность выбора характера действующего на ГДС

внешнего электрического поля. Разработан модуль для управления поворотным столиком экспериментальной установкой по USB-интерфейсу и модуль для управления оптическими приемниками и затворами по интерфейсу RS-232.

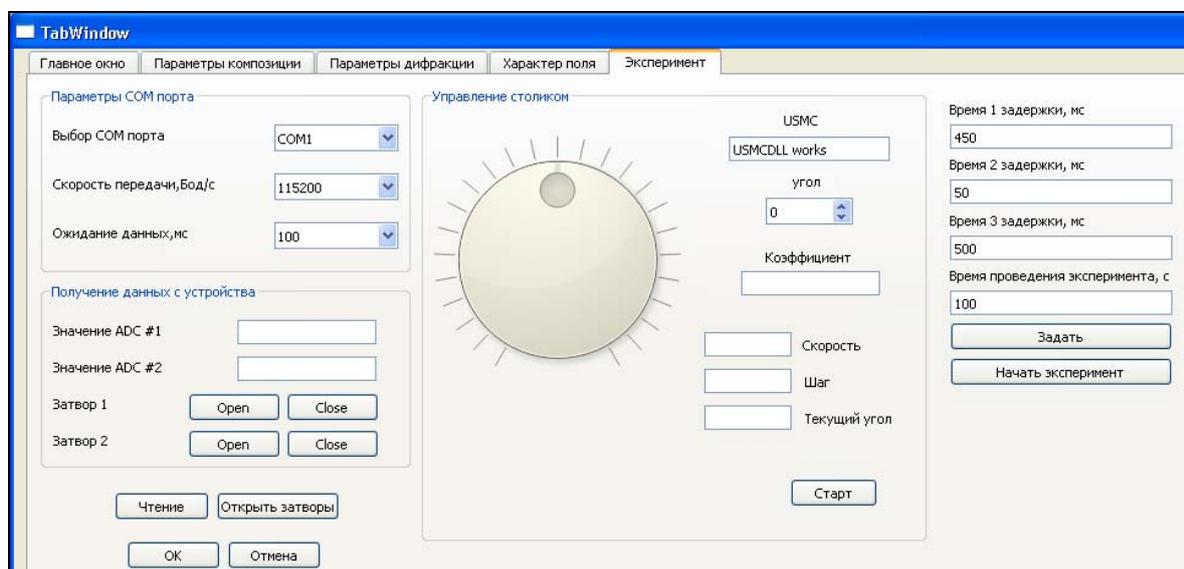


Рис. 4. Экспериментальный модуль программы для управления устройствами экспериментальной установки: оптическими затворами, фотоприемниками и поворотным столиком

Программный комплекс разработан на языке C++ в среде Qt Creator с использованием библиотеки обработки данных Qwt.

Литература

1. Довольнов Е.А., Шарангович С.Н. Нелинейная модель записи и считывания голографических дифракционных решеток пропускающего типа в поглощающих фотополимерах. – 1: Теоретический анализ // Изв. вузов. Физика. – 2005. – Т. 48, №5. – С. 56–63.
2. Довольнов Е.А., Шарангович С.Н. Нелинейная модель записи и считывания голографических дифракционных решеток пропускающего типа в поглощающих фотополимерах. – 2: Численное моделирование и эксперимент // Изв. вузов. Физика. – 2005. – Т. 48, №7. – С. 85–92.
3. Семкин А.О., Шарангович С.Н. Взаимодействие световых пучков с голографическими фотонными ФПМ-ЖК-структурами при неоднородном управляющем элек-

трическом поле // Изв. вузов. Физика. – 2013. – Т. 56, № 9/2. – С. 21–24.

4. Семкин А.О., Шарангович С.Н. Дифракционные характеристики фотонных ФПМ-ЖК структур при сложной дискретной пространственной неоднородности управляющего поля // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1(31). – С. 136–140.

5. Дифракция света на фотонных ФПМ-ЖК структурах при воздействии плавно пространственно неоднородного электрического поля / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович, К.В. Волченко и др. // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58, № 11/3. – С. 88–91.

6. Довольнов Е.А. Импульсная запись пропускающих и отражающих голографических дифракционных решеток в поглощающих фотополимерах. – 2: Численное моделирование и эксперимент / Е.А. Довольнов, В.Г. Миргород, Е.Ф. Пен, С.Н. Шарангович, В.В. Шелковников // Изв. вузов. Физика. – 2007. – Т. 50, № 4. – С. 34–39.

УДК 535.015

Е.А. Дмитриев, Е.А. Березина, В.А. Крадько, С.Б. Козлов, В.Ю. Рябченко, А.С. Перин

Деструкция волновода, сформированного оптическим методом с вкладом пироэлектрического эффекта, под действием лазерного излучения

Экспериментально исследована деструкция волноводных фотонных структур в фоторефрактивном кристалле ниобата лития при их экспонировании лазерным излучением мощностью $P = 0,5$ мВт и $P = 0,1$ мВт на длине волны 532 нм. Эксперимент проводился при комнатной температуре, а также при нагреве образца с помощью элемента Пельтье до температуры 75 град. Волноводные структуры, сформированные светлыми простран-

венными солитонами, были экспонированы лазерным излучением для выявления характера разрушения волновода с течением времени.

Ключевые слова: волноводные структуры, деструкция, ниобат лития, пьезоэлектрический эффект, пространственный солитон.

В настоящее время фоторефрактивный кристалл ниобата лития (LiNbO_3) находит широкое применение в нелинейной оптике и волноводной фотонике [1]. Кристаллы LiNbO_3 обладают ярко выраженным нелинейным оптическим эффектом с пьезоэлектрическим механизмом нелинейного отклика, что в свою очередь связано с изменением температуры. В совокупности с фоторефрактивным эффектом это позволяет сформировать одномерный светлый пространственный солитон. Ранее была разработана методика формирования одиночных канальных волноводов и пар таких волноводов в объеме нелегированного ниобата лития. Экспериментальные результаты показывали принципиальную возможность оптического формирования в кристаллах ниобата лития сложных волноводных структур, топология которых определяется распределением светового поля на входной плоскости образца [2].

Основной целью данной работы является экспериментальное исследование зависимости времени деструкции от мощности лазерного излучения, используя ранее записанные одиночные волноводные структуры.

Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1. В экспериментах используется номинально чистый кристалл LiNbO_3 с размерами $4 \times 10 \times 4$ мм³ вдоль осей X , Y , Z соответственно. Источник излучения – непрерывный твердотельный лазер YAG:Nd^{3+} с длиной волны излучения $\lambda = 532$ нм и выходной мощностью до 50 мВт. Поляризация света соответствует необыкновенной волне в кристалле.

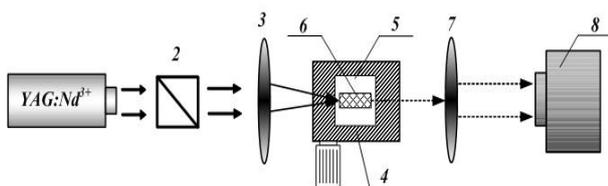


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:

- 1 – YAG:Nd^{3+} с длиной волны излучения $\lambda = 532$ нм;
- 2 – светоделительный кубик; 3 – фокусирующая линза;
- 4 – микрометрический столик; 5 – элемент Пельтье;
- 6 – образец нелегированного кристалла LiNbO_3 ;
- 7 – изображающая линза; 8 – АЛП

Эксперимент проводился при комнатной температуре, а также при нагреве образца с помощью элемента Пельтье, обеспечивающего однородный (или почти однородный) нагрев кристалла до температуры 75 °С. Мощность экспонирующего излучения $P = 0,5$ мВт и $P = 0,1$ мВт. Для настройки фокальной плоскости линзы с входной гранью кристалла используется светоделительный кубик. Перемещение кристалла в поперечном направлении относительно лазерного пучка осуществляется с помощью микрометрического позиционера. Картины распределений

световых полей, соответствующих изображениям с входной и выходной плоскостей кристалла, проецировались на анализатор лазерных пучков изображающей линзой.

При распространении узкого светового пучка в среде его размеры в поперечном сечении увеличиваются вследствие эффекта линейной дифракции, что приводит к индуцированию в освещенной области образца оптической неоднородности, обусловленной фоторефрактивным эффектом. Это наглядно показано на рис. 2, который подтверждает различие диаметров пучка на входной и выходной гранях образца.

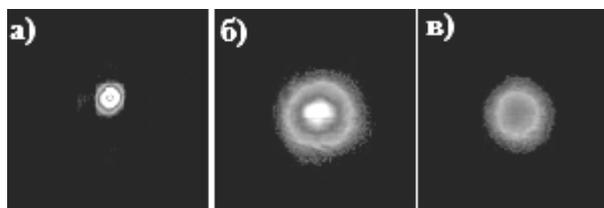


Рис. 2. Картины распределения световых полей на входной (а) и выходной гранях кристалла (б, в) при мощностях $P = 0,5$ мВт и $P = 0,1$ мВт соответственно

Электрическое поле в освещенной области направлено преимущественно вдоль оптической оси кристалла. Для компенсации как линейной, так и нелинейной дифракции светового пучка кристалл подвергается однородному нагреву. Повышение температуры образца приводит к понижению показателя преломления кристалла. Таким образом, взаимодействие фоторефрактивного и пьезоэлектрического эффекта при определенных условиях приводит к формированию двумерного светлого пространственного солитона – пироитона [3] и формированию двумерного волноводного канала в объеме кристалла.

Под действием исходного лазерного излучения и при отсутствии экранирующего пьезоэлектрического эффекта происходит изменение показателя преломления сердцевин волновода. В начальный момент времени пучок, распространяющийся в волноводе, практически не изменяется, что подтверждают картины светового поля на выходной грани кристалла (рис. 3, а; 4, а). По истечении времени видно, что световой пучок искажается, поскольку под действием света показатель преломления уменьшается, также уменьшается разница показателей преломления. Как следствие, локализация лазерного излучения, распространяющегося в волноводе, понижается с течением времени. По истечении времени из рис. 3, б и 4, б видно, что световой пучок искажается.

В данной работе был исследован характер зависимости времени деструкции от мощности лазерного излучения.

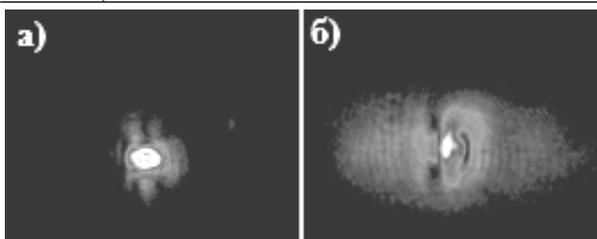


Рис. 3. Распределение интенсивности светового пучка на выходной грани кристалла при мощности $P = 0,5$ мВт в начальный момент времени (а) и конечный момент времени (б)

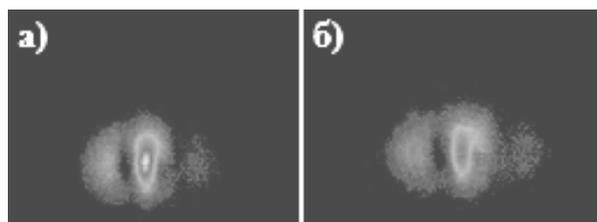


Рис. 4. Распределение интенсивности светового пучка на выходной грани кристалла при мощности $P = 0,1$ мВт в начальный момент времени (а) и конечный момент времени (б)

На рис. 5, 6 представлена динамика пиковой плотности мощности на выходной грани кристалла ниобата лития при мощностях лазерного излучения $P = 0,1$ мВт и $P = 0,5$ мВт соответственно.

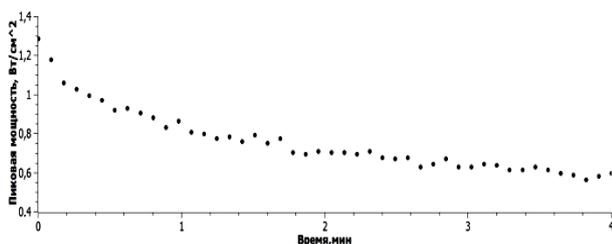


Рис. 5. График зависимости времени деструкции от мощности лазерного излучения при мощности $P = 0,1$ мВт

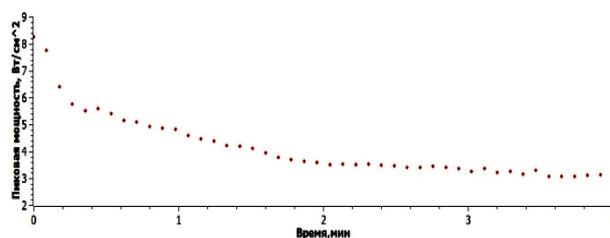


Рис. 6. График зависимости времени деструкции от мощности лазерного излучения при мощности $P = 0,5$ мВт

Таким образом, экспериментальные результаты показывают, что зависимость мощности лазерного излучения от времени деструкции волноводной структуры носит обратный характер. С увеличением мощности экспонирования время эксплуатации волноводной структуры уменьшается. Для сравнения среднее время хранения волновода при мощности $P = 0,1$ мВт $t = 2,34$ с, а при мощности $P = 0,5$ мВт $t = 1,27$ с.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части Госзадания на 2016 г. (проект № 3642) и проектной части (работа № 3.878.2014/К).

Литература

1. Korkishko Yu.N., Fedorov V.A. Structural phase diagram of LiNbO₃ waveguides: the correlation between optical and structural properties // IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron. – 1996. – P. 187–196.
2. Perin A.S. Photonic waveguide structures in photorefractive lithium niobate with pyroelectric mechanism of nonlinear response / A.S. Perin, V.M. Shandarov, V.Yu. Ryabchenok // Physics of Wave Phenomena. – 2016. – Vol. 24, No. 1. – P. 7–10.
3. Safioui Jassem. Pyroliton: pyroelectric spatial soliton / Jassem Safioui, Fabrice Devaux and Mathieu Chauvet // Optics Express. – 2009. – Vol. 17, No. 24. – P. 22209–22216.

УДК 621.396.41

**А.В. Марцева, Е.Е. Абдирали, М.Г. Кистенева, Е.С. Худякова,
С.М. Шандаров, А.А. Колегов**

Спектральные зависимости оптического пропускания эпитаксиальных структур GaN/InGaN, выращенных на сапфировой подложке

Представлены результаты экспериментального исследования и численного моделирования оптического пропускания структуры «GaN/InGaN-сапфир», предназначенной для производства светодиодов, в спектральном диапазоне 360–1100 нм.

Ключевые слова: структура GaN/InGaN, спектральные зависимости, коэффициент пропускания.

Оптические, электрооптические и нелинейные свойства пленочных структур на основе монокристаллических слоев GaN и твердых растворов GaN/InGaN [1–5] открывают новые возможности для реализации волноводно-оптических элементов раз-

личного назначения и их сопряжения с микроэлектронными и наноэлектронными интегральными схемами. Значительное влияние на параметры и характеристики таких волноводно-оптических элементов будет оказывать оптическое поглощение в слоях

GaN и GaN/InGaN. Проведенные в работе [5] исследования спектральных зависимостей коэффициента отражения от планарной структуры GaN/InGaN, выращенной на сапфировой подложке с толщиной 470 мкм и исходно предназначенной для производства синих светодиодов, показали, что в спектральном диапазоне 1000–2700 нм оптическое поглощение в такой структуре невелико и им можно пренебречь.

В настоящем сообщении представлены результаты экспериментального исследования оптических спектров пропускания в диапазоне длин волн 360–1100 нм в планарной структуре GaN/InGaN, выращенной на сапфировой подложке и также исходно предназначенной для производства светоизлучающих диодов. С использованием известного подхода [6] получены соотношения для спектральной зависимости пропускания исследуемой структуры, потребовавшие при их подгонке под экспериментальные данные определения некоторой эмпирической модели, описывающие спектральную зависимость оптического поглощения материала пленки GaN/InGaN при распространении светового излучения по нормали к ней.

Методика и результаты эксперимента

Исследуемый образец представлял собой пленочную структуру GaN/InGaN, выращенную на оптически полированной поверхности подложки из сапфира толщиной 450 нм. При этом вторая грань сапфировой подложки оптической полировке не подвергалась. Спектральные зависимости коэффициента пропускания структуры в диапазоне $\lambda = 360\text{--}1100$ нм, измеренные на спектрофотометре Genesys без принятия мер по ограничению апертуры используемого в нем светового пучка, представлены точками на рис. 1.

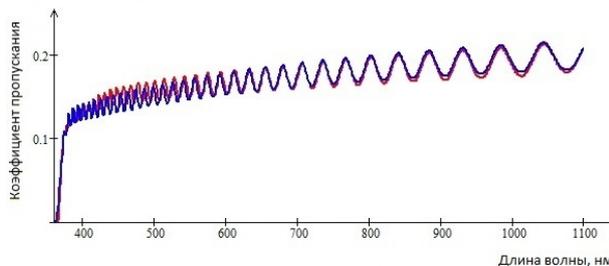


Рис. 1. Спектральные зависимости оптического пропускания для структуры GaN/InGaN, выращенной на сапфировой подложке: точки – эксперимент, сплошная кривая – расчет по формулам (1) и (2)

Как видно из рис. 1, в спектральном диапазоне от 380 до 1100 нм коэффициент пропускания T_{Σ} исследуемой структуры возрастает от 0,1 до 0,215 с вызванными интерференционными явлениями в пленке GaN/InGaN колебаниями, достигающими значения $\Delta T_{\max} = 0,04$.

Теоретическая модель

Использование известного подхода [6] к расчету коэффициента пропускания тонкой поглощающей пленочной структуры с показателем преломления

$n_1(\lambda)$ и показателем поглощения $\alpha_1(\lambda)$, нанесенной на подложку с показателем преломления $n_s(\lambda)$ и показателем поглощения $\alpha_s(\lambda)$, а также методики, предложенной авторами [5] для учета однократного отражения света от второй грани сапфировой подложки, которая не является оптически полированной, позволяет получить для него следующее выражение:

$$T_{\Sigma}(\lambda) = \frac{64n_1^2 n_s^2 \exp(-\alpha_s d) \xi}{(1+n_s)^2} \left[(n_1+1)^2 (n_1+n_s)^2 \times \right. \\ \left. \times \exp(\alpha_1 h) + (n_1-1)^2 (n_s-n_1)^2 \exp(-\alpha_1 h) + \right. \\ \left. + 2(n_1^2-1)(n_s^2-n_1^2) \cos\left(\frac{4\pi n_1 h_1}{\lambda}\right) \right]^{-1}, \quad (1)$$

где h_1 и d – толщины пленки и подложки, а параметр ξ учитывает потери на рассеяние на неполированной поверхности подложки.

Для учета дисперсии показателей преломления $n_1(\lambda)$ и $n_s(\lambda)$ в расчетах спектральной зависимости $T(\lambda)$ использовались формулы Зельмейера для обыкновенных волн в сапфире [7] и в нитриде галлия [8], а поглощением в сапфировой подложке пренебрегалось ($\alpha_s(\lambda) \approx 0$) ввиду его малости для исследуемого спектрального диапазона [7].

Спектральная зависимость показателя поглощения пленки GaN/InGaN, позволяющая подогнать результаты расчета пропускания структуры по формуле (1) под экспериментальные данные, приведенные на рис. 1, моделировалась соотношением

$$\alpha_1(\lambda) = \alpha_g \exp\left[-\frac{\sigma_0(h\nu_g - hc/\lambda)}{k_B T}\right] + \frac{\alpha_0}{\lambda + \gamma \lambda^2}, \quad (2)$$

где первое слагаемое описывает поглощение вблизи коротковолнового края, соответствующее правилу Урбаха [9], а второй член характеризует спектральную зависимость поглощения, которое можно связать с дефектами и примесями в материале GaN/InGaN. Здесь h и k_B – постоянные Планка и Больцмана соответственно; c – скорость света; T – абсолютная температура; параметры α_g , σ_0 и $h\nu_g$ определяют величину показателя краевого поглощения, крутизну и положение края, а α_0 и γ характеризуют примесное поглощение.

Анализ результатов

Результаты расчета спектральной зависимости коэффициента пропускания исследуемой структуры по соотношениям (1) и (2) с использованием параметров $h_1 = 3,62$ мкм, $\alpha_g = 5 \cdot 10^5 \text{ м}^{-1}$, $\alpha_0 = 6,43 \cdot 10^{-2} \text{ м}^{-1}$, $\sigma_0 = 0,71$, $h\nu_g = 5,44 \cdot 10^{-19}$ Дж и $\gamma = 0,8 \cdot 10^5 \text{ м}^{-1}$, показанные на рис. 1 сплошной кривой, хорошо согласуются с экспериментальными данными. Это позволило определить представленную на рис. 2 спектральную зависимость показателя поглощения материала пленки GaN/InGaN, характеризующую последним слагаемым в формуле (2).

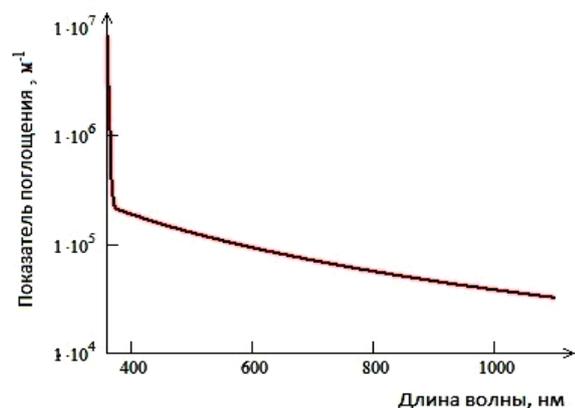


Рис. 2. Спектральная зависимость показателя примесного поглощения пленки GaN/InGaN

Как следует из рис. 2, показатель поглощения пленки при распространении света по нормали к поверхности в спектральном диапазоне $\lambda < 600$ нм в рамках используемой модели должен превосходить значение 1000 см^{-1} , превышающее оценки, полученные при латеральном распространении излучения в светодиодных структурах $\text{In}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{N}/\text{GaN}$ [10]. Это может быть связано с наличием в структуре выращенного на сапфировой подложке буферного слоя GaN с меньшим показателем преломления, чем у активной области структуры InGaN/GaN [11], который не принимался во внимание в рассмотренной двухслойной модели.

Заключение

Таким образом, в настоящей работе проведены экспериментальные исследования оптического пропускания структуры «GaN/InGaN-сапфир», предназначенной для производства светодиодов, в спектральном диапазоне 360–1100 нм. Для его описания использовалась двухслойная модель структуры, для которой показатель поглощения пленки GaN/InGaN моделировался с помощью соотношения, использующего правило Урбаха для краевого поглощения и простой эмпирической формулы для поглощения, обусловленного дефектами и примесями в материале пленки.

Данное исследование проведено при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (в рамках проектной части

Госзадания на 2015 и 2016 годы и проекта № 3.878.2014) и РФФИ (грант 16-29-14046-офи_м).

Литература

1. Hite J., Twigg M., Mastro M. et al. Development of periodically oriented gallium nitride for non-linear optics [Invited] // *Optical Material Express*. – 2012. – Vol. 2, No. 9. – P. 1203–1208.
2. Bowman S.R., Brown C.G., Brindza M. et al. Broadband measurement of the refractive indices of bulk gallium nitride // *Optical Material Express*. – 2014. – Vol. 4, No. 7. – P. 1287–1296.
3. Ritwick Das, Thyagarajan K. Broadening of the phase-matching bandwidth in quasi-phase-matched second-harmonic generation using GaN-based Bragg reflection waveguide // *Opt. Lett.* – 2007. – Vol. 32, No. 21. – P. 3128–3130.
4. Kao C-K., Bhattacharyya A., Thomidis C. et al. Electroabsorption modulators based on bulk GaN films and GaN/AlGaIn multiple quantum wells // *J. Appl. Phys.* – 2011. – Vol. 109. – P. 083102.
5. Кистенева М.Г., Акрестина А.С., Худякова Е.С. и др. Оптические и волноводные свойства эпитаксиальных структур GaN/InGaN, выращенных на сапфировой подложке // *Изв. вузов. Физика*. – 2015. – Т. 58, № 8-3. – С. 24–27.
6. Manificier J.C., Casiot G., Fillard J.P. A simple method for the determination of the optical constants n , k and the thickness of a weakly absorbing thin films // *J. Phys. E: Scientific Instr.* – 1976. – Vol. 9. – P. 1002–1004.
7. Воронкова Е.М., Гречушников Б.Н., Дистлер Г.И., Петров И.И. Оптические материалы для инфракрасной техники. – М.: Наука, 1965.
8. Bowman S.R., Brown C.G., Brindza M., Beadie G. et al. Broadband measurements of the refractive indices of bulk gallium nitride // *Optical Material Express*. – 2014. – Vol. 4, No. 7. – P. 1287–1296.
9. Уханов Ю.И. Оптические свойства полупроводников. – М.: Наука, 1977.
10. Леликов Ю.С., Бочкарева Н.И., Горбунов Р.И. и др. Изменение коэффициента поглощения света, распространяющегося латерально в светодиодных структурах с квантовыми ямами $\text{In}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{N}/\text{GaN}$ // *Физика и техника полупроводников*. – 2008. – Т. 42, вып. 11. – С. 1371–1374.
11. Шукайло В.П., Оболенский С.В., Басаргина Н.В. др. Исследование спектров электролюминесценции светодиодов на основе GaN-структур при нейтронном облучении // *Вестник Нижегородского ун-та им. Н.И. Лобачевского*. – 2012. – № 6 (1). – С. 51–55.

Секция 7

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 621.375.4

Д.Б. Бородин, С.С. Тюнин, В.А. Кабиров, В.Д. Семёнов

Исследование статических и динамических характеристик драйвера нижнего транзисторного ключа с повышением логического уровня управляющего сигнала

Представлен сравнительный анализ статических и динамических характеристик, полученных на имитационной модели и экспериментальном образце драйвера нижнего транзисторного ключа с повышением логического уровня управляющего сигнала с 3,3 до 12 В.

Ключевые слова: драйвер, нижний уровень, повышение логического уровня.

Развитие силовой электроники направлено на улучшение массогабаритных показателей и КПД преобразователей энергии, что особенно важно для систем электропитания космических аппаратов. Важную роль в этих системах играют и драйверы силовых транзисторных ключей, к которым часто предъявляются высокие требования не только по малому потреблению и высокому быстродействию, но и по возможности изменения уровня управляющего напряжения, а также по стойкости к излучениям. Поэтому задача разработки и исследования таких драйверов продолжает быть актуальной, несмотря на множество уже существующих решений.

Описание схемы драйвера

Анализ научно-технической и патентной литературы показал, что над драйверами с повышением логического уровня работают ведущие мировые фирмы [1, 2], а достигнутые ими показатели тем не менее требуют улучшения. Рассмотренные техниче-

ские решения позволили разработать оригинальную схему драйвера нижнего ключа, представленную на рис. 1. Ожидаемые характеристики этой схемы должны превзойти характеристики приведённых аналогов.

Предлагаемый драйвер функционально состоит из узла схемы повышения логического уровня (СПЛУ) и узла усилителя тока (УТ). Узел СПЛУ включает в себя полевые транзисторы VT1-VT5, необходимые для согласования уровня входного сигнала от генератора импульсов, величиной 3,3 В с уровнем выходного сигнала 12 В, который необходим для узла УТ, состоящего из восьми биполярных транзисторов (VT6-VT13) с выравнивающими резисторами (R8-R15). Полевой транзистор VT3 необходим для реализации положительной обратной связи с целью увеличения скорости переключения силового ключа, который на схеме не показан.

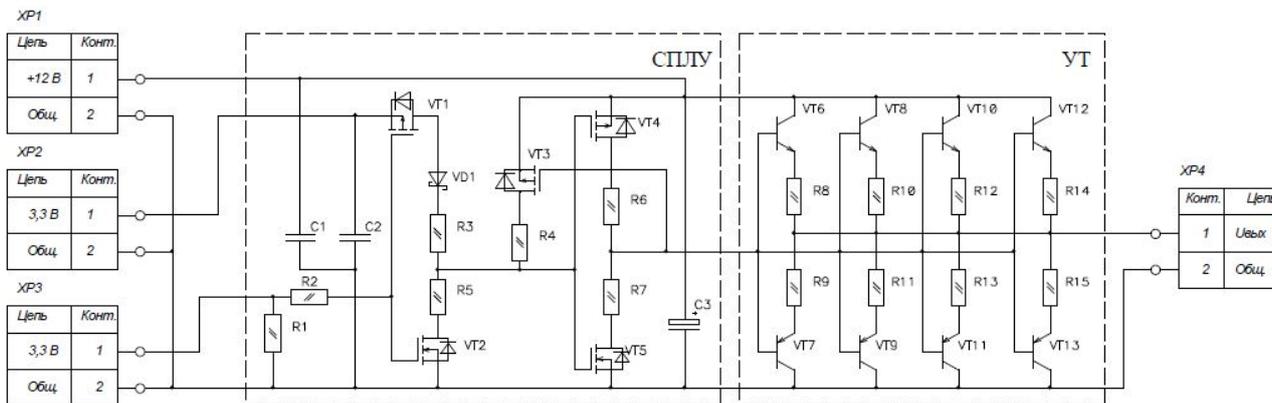


Рис. 1. Функциональная схема драйвера нижнего уровня

Транзисторы усилителя тока должны иметь высокое быстродействие, выдерживать напряжение коллектор–эмиттер не ниже 12 В и импульсные токи не менее 2 А. Этим требованиям удовлетворяют транзисторы BCX52 и BCX55, которые имеют отечественные аналоги.

Целью данной работы является исследование статических и динамических характеристик драйвера нижнего уровня на имитационной модели и экспериментальном образце, построенном по результатам исследования модели.

Из статических характеристик ограничимся зависимостью величины потребляемого тока каналов 3,3 и 12 В от изменения входной ёмкости транзисторного ключа. Из динамических характеристик исследуем зависимость времени задержки на включение и выключение, а также времени нарастания и времени спада выходного сигнала от напряжения питания каналов 3,3 и 12 В.

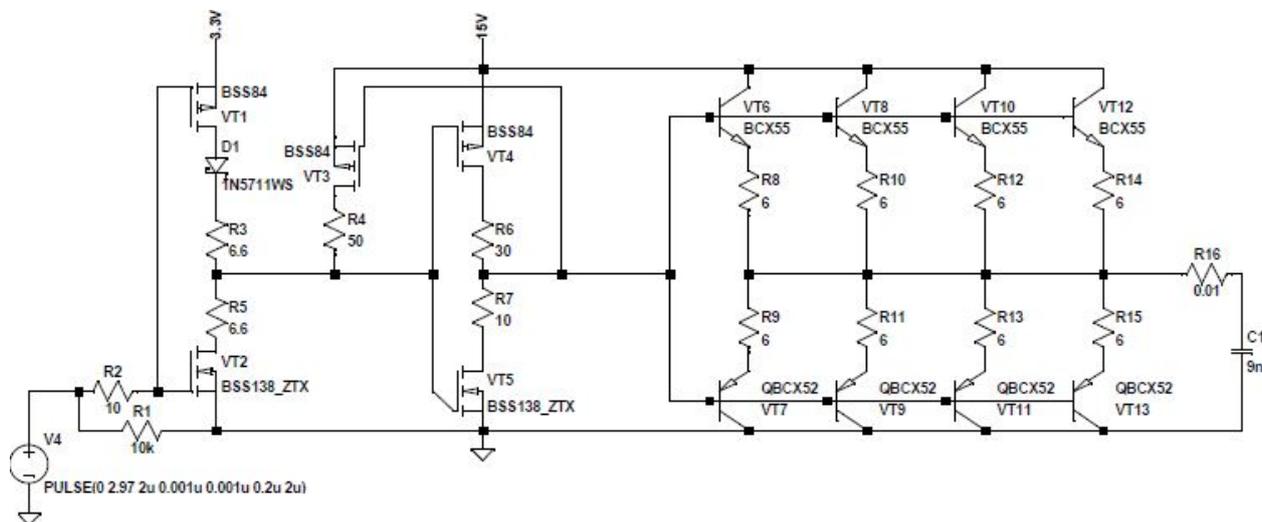


Рис. 2. Имитационная модель драйвера нижнего уровня, реализованная в среде LTSpice

По результатам моделирования были измерены время задержки включения $t_{\text{зад. вкл}}$, время нарастания импульса $t_{\text{нар}}$, время задержки выключения $t_{\text{зад. выкл}}$, время спада импульса $t_{\text{сп}}$. Время задержки включения определялось как интервал времени между передним фронтом входного импульса и моментом времени, при котором напряжение выходного импульса достигает значения 10% от напряжения питания, т.е. $0,1E$.

Время задержки выключения определялось как интервал времени между задним фронтом входного импульса и моментом времени, при котором напряжение выходного импульса достигает значения $0,9E$.

Время нарастания импульса определялось как промежуток времени, на котором выходное напряжение возрастает от $0,1$ до $0,9E$.

Время спада импульса выходного сигнала определялось аналогично, с учётом изменения сигнала от $0,9$ до $0,1E$.

На рис. 3, 4 представлены осциллограммы входного и выходного сигналов драйвера с указанием: а) времени задержки включения сигнала; б) времени

Имитационная модель драйвера

Для исследования характеристик драйвера нижнего ключа была построена имитационная модель в среде LTSpice VI с использованием Spice-моделей, взятых с сайтов производителей, представленная на рис. 2. На разработанной модели были проведены следующие эксперименты:

- по определению динамических и статических характеристик драйвера (влияние паразитных параметров силовых транзисторов на эти характеристики);

- по определению влияния отклонения напряжения питания 3,3 и 12 В (от номинального значения) на динамические и статические характеристики драйвера;

- по определению величины потребляемого тока источников питания 3,3 и 12 В при изменении параметров нагрузки.

нарастания сигнала; в) времени задержки выключения сигнала; г) времени спада сигнала.

На представленной имитационной модели были получены данные о зависимостях временных задержек и скоростей нарастания и спада выходного сигнала от изменения величины напряжения питания. Данные представлены в табл. 1–3.

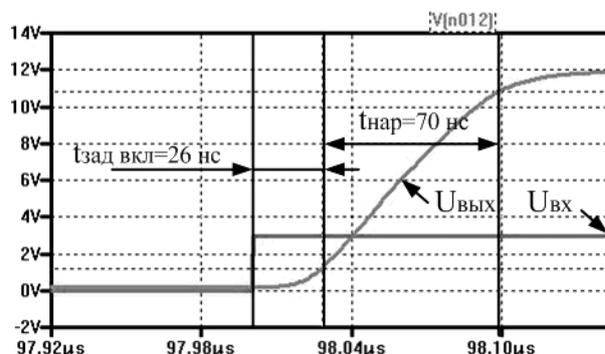


Рис. 3. Осциллограммы входного и выходного напряжения драйвера: время задержки включения и время нарастания сигнала

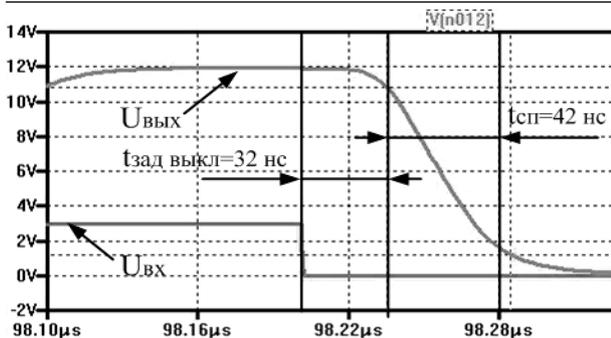


Рис. 4. Осциллограммы входного и выходного напряжения драйвера: время задержки выключения и время спада сигнала

Таблица 1

Зависимости временных характеристик модели драйвера нижнего уровня от изменении напряжения питания 3,3 В

Напряжение канала 3,3 В	Время задержки включения, нс	Время нарастания выходного сигнала, нс	Время спада выходного сигнала, нс	Время задержки выключения, нс	Время нарастания входного сигнала, нс	Время спада входного сигнала, нс
2,97	26,03	70,48	49,88	40,1	1,5	1,5
3,1	28,3	70,64	49,49	33,6	1,5	1,5
3,23	27,69	70,72	49,9	32,5	1,5	1,5
3,37	27,6	70,89	48,9	29,74	1,5	1,5
3,5	27,5	70,98	48,56	28,54	1,5	1,5
3,63	27,8	71,26	48,14	28	1,5	1,5

Таблица 2

Зависимости временных характеристик модели драйвера нижнего уровня от изменения напряжения питания 12 В

Напряжение канала 12 В	Время задержки включения, нс	Время нарастания выходного сигнала, нс	Время спада выходного сигнала, нс	Время задержки выключения, нс	Время нарастания входного сигнала, нс	Время спада входного сигнала, нс
10,8	28	62,34	49,57	31,6	1,5	1,5
11,3	27,6	65,18	49,2	32,37	1,5	1,5
11,7	27,6	68,41	49,41	32,53	1,5	1,5
12,2	27,88	72,96	49,07	32,71	1,5	1,5
12,7	27,4	78,6	49,07	33,83	1,5	1,5
13,2	26,5	86,94	49,07	33,2	1,5	1,5

Таблица 3

Зависимости потребляемого тока и мощности драйвера нижнего уровня от величины ёмкости нагрузки

Значение выходной ёмкости, пФ	Ток потребления канала 3,3 В, мА	Напряжение канала 3,3 В, В	Ток потребления канала 12 В, мА	Напряжение канала 12 В, В	Потребляемая мощность канала 3,3 В, мВт	Потребляемая мощность канала 12 В, мВт
2000	0,235	3,3	23	12	0,776	276
5000	0,237	3,3	41	12	0,782	492
9000	0,239	3,3	65	12	0,789	780
12000	0,241	3,3	83	12	0,795	996
15000	0,243	3,3	101	12	0,802	1212

Экспериментальные исследования макета драйвера нижнего уровня

Функциональная схема экспериментального макета драйвера нижнего ключа представлена на

рис. 5. Питающее напряжение для усилителя тока и схемы повышения логического уровня организованы источником питания GW-Instek GPS-2303. Импульсы управления драйвером задавались программируемой логической интегральной схемой (ПЛИС) DEO-nano.

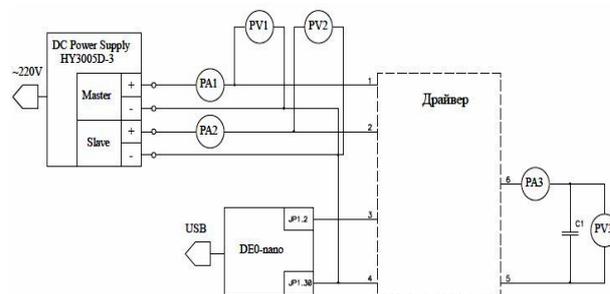


Рис. 5. Функциональная схема макета драйвера нижнего ключа

На рис. 6, 7 представлены осциллограммы входного и выходного сигналов макета драйвера. Методика измерения длительностей сигналов аналогична методике, описанной при исследовании имитационной модели.

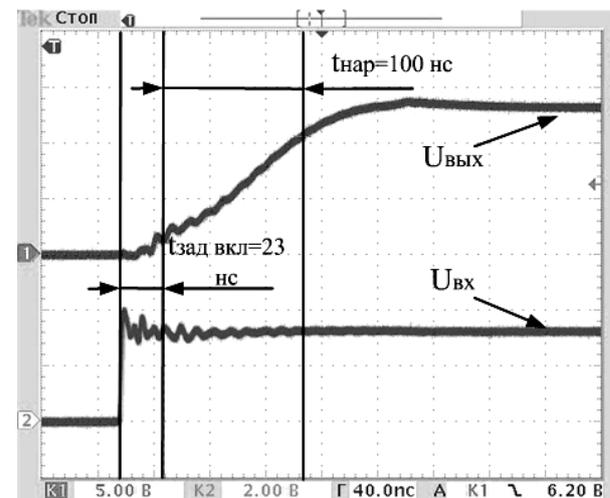


Рис. 6. Осциллограммы входного и выходного напряжения драйвера: время нарастания сигнала

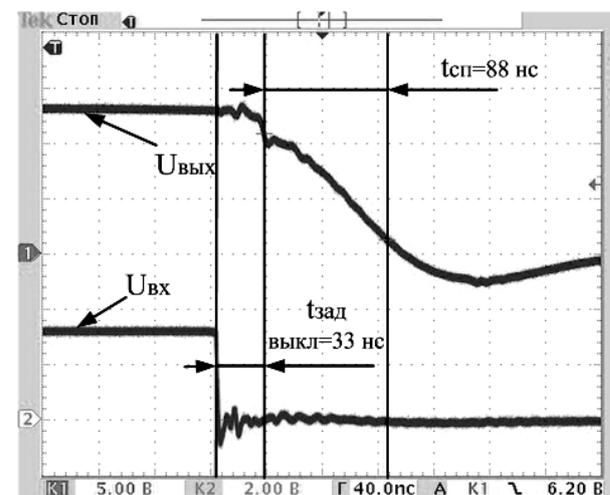


Рис. 7. Осциллограммы входного и выходного напряжения драйвера: время спада сигнала

Данные, полученные при экспериментальном исследовании макета, представлены в табл. 4–6.

Таблица 6

Экспериментальные зависимости потребляемого тока и мощности драйвера нижнего уровня от величины ёмкости нагрузки

Значение выходной ёмкости, пФ	Ток потребления канала 3,3 В, мА	Напряжение канала 3,3 В, В	Ток потребления канала 12 В, мА	Напряжение канала 12 В	Потребляемая мощность канала 3,3 В, мВт	Потребляемая мощность канала 12 В, мВт
2000	0,27	3,3	11,6	12	0,891	139
5000	0,28	3,3	21,06	12	0,924	252
9000	0,28	3,3	30,44	12	0,924	365
12000	0,28	3,3	42	12	0,924	504
15000	0,28	3,3	49	12	0,924	588

Таблица 4

Экспериментальные зависимости временных характеристик макета драйвера нижнего уровня от изменения величины напряжения питания 3,3 В

Напряжение канала 3,3 В, В	Время задержки включения, нс	Время нарастающего выходящего сигнала, нс	Время спада выходящего сигнала, нс	Время задержки выключения, нс	Время нарастающего входного сигнала, нс	Время спада входного сигнала, нс
2,97	23,2	102	76	40	2	2
3,1	23,4	102	86,4	35	2	2
3,23	23,2	102	86,4	33,6	2	2
3,37	23,6	102	85,8	33,4	2	2
3,5	23,6	102	85,2	31,4	2	2
3,63	21,8	102	84,4	31,2	2	2

Таблица 5

Экспериментальные зависимости временных характеристик макета драйвера нижнего уровня от изменения величины напряжения питания 12 В

Напряжение канала 12 В	Время задержки включения, нс	Время нарастающего входного сигнала, нс	Время спада входного сигнала, нс	Время задержки выключения, нс	Время нарастающего входного сигнала, нс	Время спада входного сигнала, нс
10,8	31	94,8	84,8	34	2	2
11,3	31	101	84	33,2	2	2
11,7	30,8	100	84,4	33,6	2	2
12,2	30,8	105	84,8	32	2	2
12,7	30,4	103	85,6	32,8	2	2
13,2	30	103	85,6	33,2	2	2

УДК 621.316.721

Д.А. Корольский

Методы повышения надежности источников питания светодиодных светильников

В настоящее время использование светодиодных ламп в качестве источников освещения приобрело большую популярность. Срок службы светодиодов составляет около 50 000 ч, однако срок службы их источников питания гораздо меньше. Основным элементом, ограничивающим срок службы светодиодного драйвера, является электролитический конденсатор. Однако он является основным элементом входного фильтра, устраняющим низкочастотные пульсации тока в нагрузке, и без него они будут большими. В данной статье была проведена систематизация источников питания без электролитических конденсаторов, а также проведен анализ одного из решений, который показал, что такие источники способны обеспечить хорошую эффективность преобразования, но только при небольшой мощности.

Ключевые слова: светодиод, преобразователь, электролитический конденсатор, драйвер, источник питания.

Сегодня все чаще стараются в качестве осветительных устройств использовать светодиодные светильники. Их популярность обеспечивается большими преимуществами по сравнению с другими типами освещения. Светодиодные лампы экономичны, они имеют большую эффективность за счет высокой световой отдачи современных светодиодов. Они экологичны, так как не содержат вредных для

человека веществ и не подлежат специальной утилизации. Одно из самых больших преимуществ – это долгий срок службы светодиодов по сравнению с другими источниками освещения. К недостаткам светодиодных светильников можно отнести наличие преобразователя, осуществляющего преобразование электрической энергии промышленной частоты к виду и уровню, требуемому для питания светодиода.

дов. Из-за этого светодиодные лампы имеют более высокую цену по сравнению с другими лампами.

На практике светодиодные светильники выходят из строя раньше положенного срока. Основной причиной тому служит низкая надежность их источников питания – драйверов. Самым ненадежным элементом драйвера является электролитический конденсатор. К примеру, базовая интенсивность отказов группы отечественных оксидно-электролитических конденсаторов составляет $0,173 \cdot 10^{-6}$ 1/ч, что более чем на порядок превышает базовую интенсивность отказов группы отечественных пленочных конденсаторов, равную $0,003 \cdot 10^{-6}$ 1/ч.

Современные светодиоды имеют срок службы свыше 50 000 ч, а электролитические конденсаторы – около 10 000 ч. Более того, при их перегреве срок службы значительно снижается. Это связано с тем, что при превышении температуры свойственное электролитическим конденсаторам высыхание электролита происходит быстрее. При превышении температуры начинает возрастать эквивалентное последовательное сопротивление (ESR) конденсатора, что приводит к еще большим потерям, а следовательно, и к большому перегреву. Мощность, рассеиваемая электролитическим конденсатором, определяется по формуле (1) [1]:

$$P(t) = I^2 \text{RMS}(t) \times \text{ESR}(T), \quad (1)$$

где $I^2 \text{RMS}(t)$ – среднеквадратичное значение тока; $\text{ESR}(T)$ – эквивалентное последовательное сопротивление, зависящее от температуры.

На рис. 1 приведен график зависимости снижения емкости электролитического конденсатора от времени его работы [2].

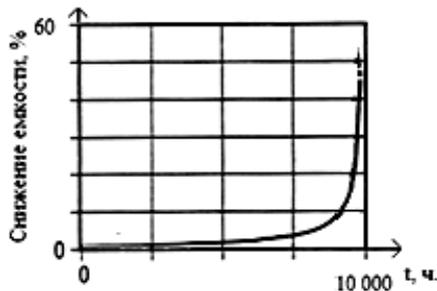


Рис. 1. Зависимость снижения емкости электролитического конденсатора от его срока службы

Исключение из структуры драйвера электролитического конденсатора – один из путей повышения надежности. Однако просто исключить не представляется возможным, так как он является одним из важнейших элементов входного фильтра. При его устранении в нагрузку появится первая гармоника входного напряжения, и пульсации тока будут большими. Глаз человека не воспринимает мерцания света с частотой 100 Гц, однако это может приводить к головной боли и вызывать повышенную утомляемость.

В настоящий момент известно множество способов построения светодиодных светильников без использования электролитических конденсаторов.

Целью данной статьи является систематизация существующих схемотехнических решений в области повышения надежности светодиодных источников питания без использования электролитических конденсаторов, а также анализ одного из наиболее удачных решений.

Все решения, основанные на использовании традиционных импульсных преобразователей энергии, можно разделить на три типа, которые представлены на рис. 2 в виде структурных схем.

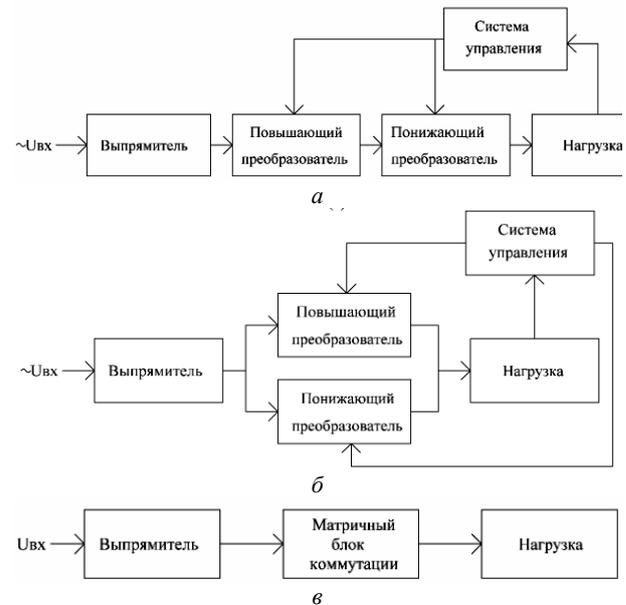


Рис. 2. Структурные схемы преобразователей без электролитических конденсаторов с последовательными преобразователями напряжения – а; параллельными преобразователями напряжения – б и с использованием матричного блока коммутации – в

В двух первых случаях (см. рис. 2, а, б) используется емкостный или индуктивный накопитель, который за второй полупериод выпрямленного входного напряжения отдает в нагрузку основную часть накопленной в нем энергии. При этом перед нагрузкой стоит сглаживающий фильтр. В случае на рис. 2, в нагрузка ступенчато подключается к питающему напряжению. При этом не требуется реактивных компонентов, такой источник питания может состоять из резисторов и полупроводниковых компонентов, однако коэффициент пульсаций выходного тока будет высоким и не всегда соответствовать нормам СанПиН. Также при отсутствии защиты на входе и при коэффициентах нагрузки светодиодов, близкой к единице, высока вероятность выхода из строя такого светильника при нестабильности входного напряжения.

Помимо возможности работать без электролитического конденсатора, светильники должны иметь большой коэффициент мощности, высокую эффективность, быть максимально простыми в изготовлении и недорогими.

На основе патентного поиска существующих решений и анализа научно-технических статей была

построена классификационная диаграмма светодиодных источников питания, представленная на рис. 3.

На основе проведенного обзора и анализа схем был выбран источник питания, имитационная модель которого, выполненная в среде моделирования LTSpice, изображена на рис. 4. Данный преобразователь относится к типу, изображенному на рис. 2, а.

Он более эффективен по сравнению с остальными, так как позволяет запасать больше энергии в накопительном конденсаторе за счет его заряда до высоких значений напряжения. Такое же решение представлено в патенте США [3], однако в нем блок регулировки тока нагрузки изображен в структурном виде.

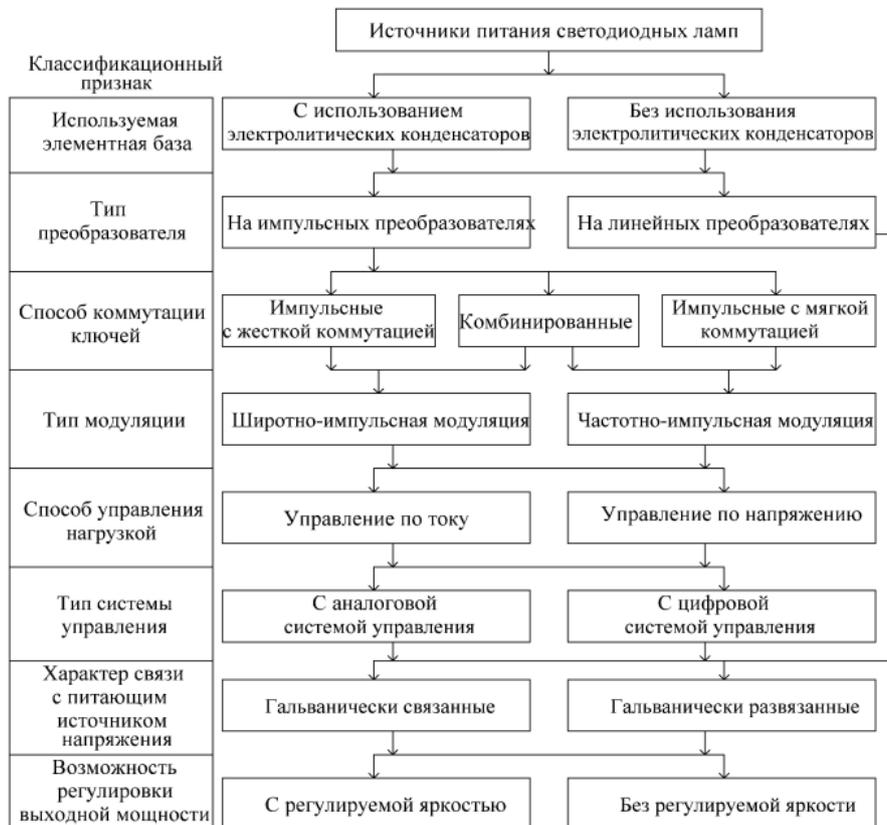


Рис. 3. Классификационная диаграмма светодиодных источников питания

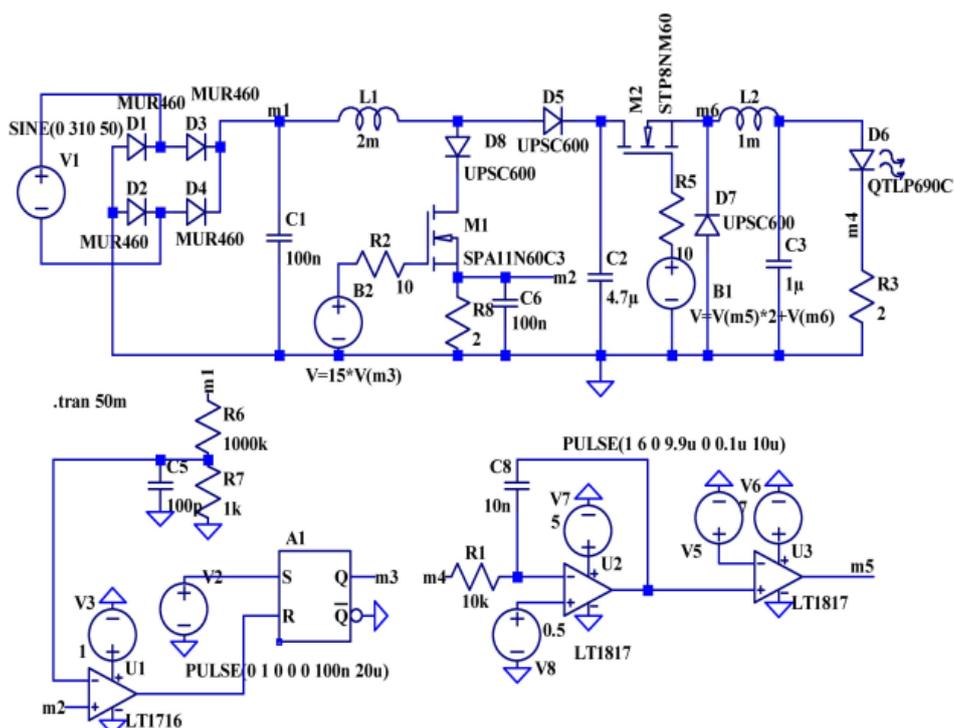


Рис. 4. Модель исследуемого преобразователя в среде LTSpice

Входное напряжение рассматриваемого преобразователя – напряжение однофазной сети переменного тока с частотой 50 Гц, которое выпрямляется с помощью диодного моста D1–D4. Компоненты L1, M1, D5, C2, R8 образуют повышающий преобразователь, который также осуществляет коррекцию коэффициента мощности. Компоненты M2, D7, L2 и C3 образуют понижающий преобразователь, осуществляющий регулировку и стабилизацию тока нагрузки. Выходное напряжение повышающего преобразователя (напряжение на конденсаторе C2) определяется по формуле (2):

$$U_{C2} = U_{C1} \times [1 / (1 - \gamma_1)], \quad (2)$$

где γ_1 – относительная длительность импульсов на затворе транзистора M1.

Амплитуда колебаний тока дросселя L1 будет изменяться в соответствии с выражением (3):

$$2 \times \Delta I L1 = I L1 \max - I L1 \min = U_{C1} / L1 \times \gamma_1 \times T_1, \quad (3)$$

где T_1 – период управляющих импульсов на M1.

Напряжение на выходе преобразователя определяется в соответствии с выражением (4):

$$U_n = U_{C2} \times \gamma_2, \quad (4)$$

где γ_2 – относительная длительность импульсов на затворе транзистора M2 [4, 5].

Его входным напряжением является выходное напряжение повышающего преобразователя U_{C2} . Регулировка выходного тока проводится регулированием длительности импульса напряжения на управляющем электроде транзистора M2 с использованием обратной связи по току. Частота преобразования, заданная в схеме модели, составляет 50 кГц для повышающего и 100 кГц для понижающего преобразователя. Емкость конденсатора C2 была выбрана 4,7 мкФ.

На рисунках ниже приведены осциллограммы токов и напряжений, полученные по результатам моделирования. На рис. 5 показана осциллограмма тока нагрузки.

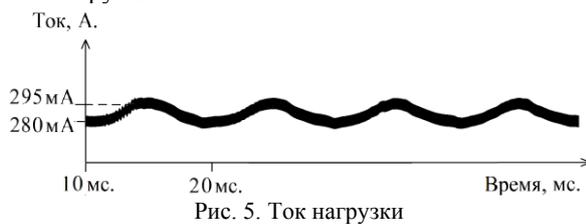


Рис. 5. Ток нагрузки

Амплитуда пульсаций составляет 15 мА при среднем токе 287 мА, что соответствует коэффициенту пульсаций 5,2%.

На рис. 6 изображена осциллограмма напряжения на накопительном конденсаторе C2. Амплитуда изменения напряжения на нем составляет 120 В.

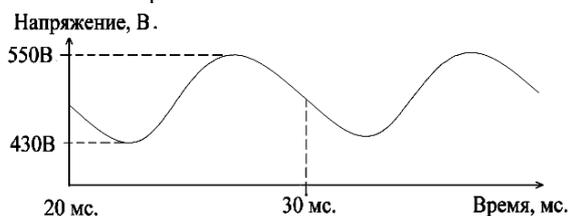


Рис. 6. Напряжение конденсатора C2

На рис. 7 и 8 – осциллограммы напряжений сток-исток на транзисторах M1 и M2.

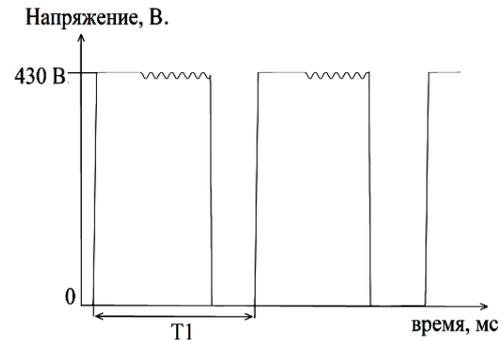


Рис. 7. Напряжение сток-исток транзистора M1

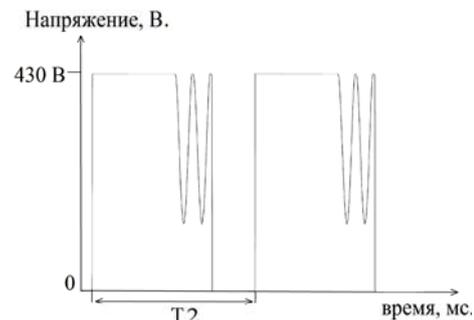


Рис. 8. Напряжение сток-исток транзистора M2

На рис. 9 показано напряжение и ток на выходе мостового выпрямителя. Усредненное значение тока по форме и фазе совпадает с напряжением, чем обеспечивается высокий коэффициент мощности.

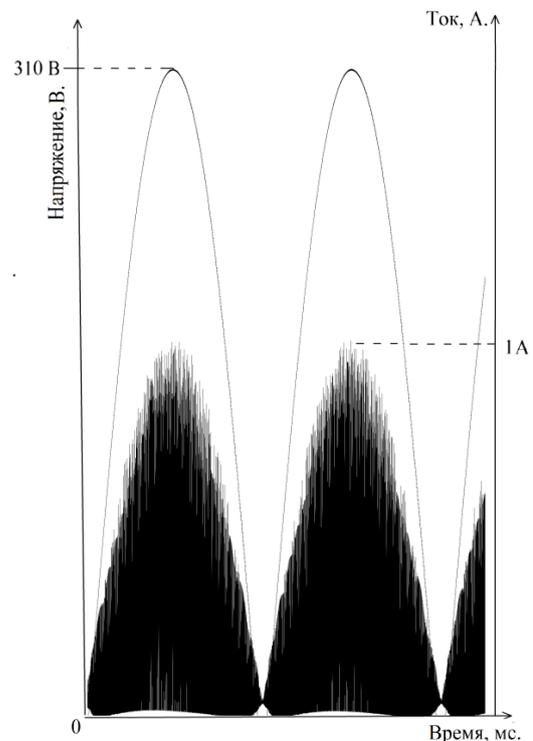


Рис. 9. Выпрямленный входной ток и напряжение

На рис. 10 изображен прерывистый ток дросселя L.

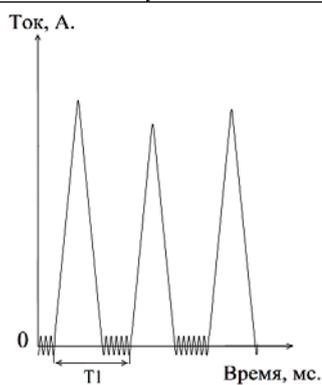


Рис. 10. Ток дросселя L1

По результатам моделирования получено, что потребляемая мощность составляет 48,8 Вт, а мощность в нагрузке 42,35 Вт, что обеспечивает КПД 86,8%.

В преобразователях, питающихся от переменного напряжения, амплитуда низкочастотных пульсаций тока в нагрузке зависит от емкостей и индуктивностей реактивных элементов. Ими и ограничивается максимальная мощность преобразования при требуемом коэффициенте пульсаций. В настоящее

время известно много схемотехнических решений, позволяющих заменить электролитические конденсаторы на пленочные. В связи с этим приоритетной задачей становится обеспечение энергоэффективности этих преобразователей, так как это будет приводить к снижению потерь в них, меньшему перегреву, и как следствие повышению надежности источника питания.

Литература

1. Sun B. PoF-Simulation-Assisted Reliability Prediction for Electrolytic Capacitor in LED Drivers // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2016. – Is. 99.
2. Han L. An Accelerated Test Method for Predicting the Useful Life of an LED Driver // Journal IEEE Transaction Power Electronics. – 2011. – Vol. 98, No. 8. – P. 2249–2257.
3. Пат. US008102165B2 США. Means of eliminating electrolytic capacitor as the energy storage component in the single phase AC/DC two-stage converter.
4. Кобзев А.В. Энергетическая электроника: учеб. пособие / А.В. Кобзев, Б.И. Коновалов, В.Д. Семенов. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2010. – 164 с.
5. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

УДК 621.365.51

П.А. Стрельников, В.Д. Семенов

Индуктор аппаратного комплекса для удаления покрытий с металлических поверхностей

Рассмотрен вопрос о способах удаления полимерных покрытий с металлических поверхностей, перечислены основные методы очистки. Рассмотрены варианты исполнения индукторов для нагрева стальных поверхностей, приведены результаты моделирования в среде Comsol Multiphysics 5.2 и их анализ.

Ключевые слова: индукционный нагрев, электромагнитный индуктор, снятие покрытий, очистка поверхностей.

На сегодняшний день покрытия на основе полимеров широко используются как в тяжелой, так и легкой промышленности. Функциональное назначение этих покрытий может быть самым разнообразным: противоскользящие покрытия, противокоррозионные покрытия, палубные покрытия морских судов, противопожарные покрытия и т.п. Обычно эти покрытия являются достаточно долговечными, однако они также подвержены износу, особенно если речь идет, к примеру, о палубном покрытии корабля.

Процесс реставрации подобных покрытий сводится к двум основным операциям: удаление старого покрытия или его остатков и нанесение нового покрытия.

Процесс качественного удаления покрытия, подлежащего замене, является достаточно трудоемкой задачей, поскольку полимеры этого типа – это материалы с высокой степенью адгезии.

Основными способами удаления полимерных покрытий являются пескоструйная очистка, химиче-

ская обработка, механическая очистка, водометные аппараты высокого давления, а также оборудование на основе индукционного нагрева.

Первые два метода могут быть достаточно эффективны, однако при толстом слое покрытия даже при сравнительно небольших объемах работы требуют колоссального количества песка или воды, что, помимо прочего, приводит к необходимости их доставки на место проведения работ. При этом, как правило, водные установки не способны работать на соленой морской воде, поэтому, даже находясь на борту корабля, подобные установки необходимо снабжать пресной водопроводной водой.

Пескоструйная очистка также осложняется тем, что абразив может увязать во внешнем слое покрытия и таким образом защищать его от последующего потока абразивной взвеси. Это существенно сокращает производительность при очистке покрытий большой толщины.

Производительность механического способа снятия даже с применением специального оборудо-

вания оставляет желать лучшего. В особенности это касается покрытий большой толщины, поскольку для механического снятия покрытия таким способом необходимо измельчить весь объем покрытия, не говоря уже о механическом повреждении самой стальной поверхности.

Также для удаления полимерных покрытий применяется оборудование индукционного нагрева. Принцип отражен на рис. 1. Суть способа заключается в нагреве приповерхностного слоя стальной поверхности до температуры разложения материала полимерного покрытия. При этом адгезионные связи между покрытием и стальной поверхностью разрушаются, и покрытие отслаивается от стальной поверхности. Впоследствии покрытие может быть легко удалено вручную.

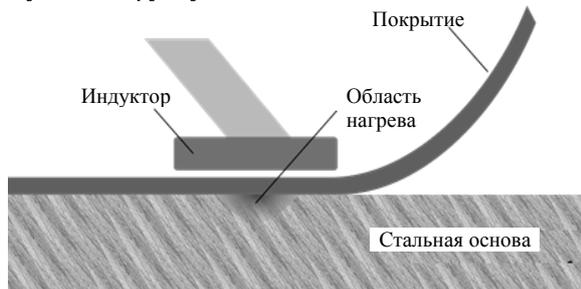


Рис. 1. Принцип работы аппаратного комплекса

Этот способ снятия покрытий является наиболее эффективным, поскольку не требует расходных материалов и производит локальный нагрев лишь в области сопряжения покрытия с поверхностью. Температура нагрева при этом невелика и обычно не превышает 200–250 °С, что исключает возможность влияния на структуру стали. Производительность, достижимая посредством этого способа, существенно превосходит производительность всех вышеперечисленных методов.

Ключевыми преимуществами представленного метода являются:

- высокая производительность;
- бесшумность и чистота технологического процесса, обусловленная отсутствием как пыли измельченного покрытия, так и остатков расходных материалов;

- отсутствие потребности в каких-либо расходных материалах – необходима только электроэнергия.

Разработка аппаратного комплекса, реализующего представленный метод, неразрывно связана с разработкой силового транзисторного преобразователя частоты и основного элемента любого оборудования индукционного нагрева – электромагнитного индуктора [1, 2].

Разработка и расчет электромагнитного индуктора связаны с решением системы дифференциальных уравнений Максвелла. При этом существенно облегчить задачу расчета позволяют программные средства конечно-элементного моделирования. Одним из наиболее распространенных продуктов является Comsol Multiphysics [3]. Данный программный пакет позволяет производить междисциплинарное

моделирование практически во всех областях физических наук.

В процессе разработки геометрической формы индуктора для нагрева плоских стальных поверхностей было проведено исследование трех различных вариантов его исполнения:

- индуктор рамочного типа;
- индуктор с индуктирующим проводом и П-образным концентратором магнитного потока (КМП);
- индуктор с Ш-образным КМП.

Поскольку моделирование трехмерных объектов является достаточно сложной расчетной задачей, требующей значительных вычислительных мощностей, целесообразно, по возможности, сводить трехмерные задачи к двумерным моделям для получения ряда существенных линейных показателей с дальнейшим расчетом на их основе показателей трехмерных объектов. Этот метод не позволяет учитывать ряд краевых эффектов, однако позволяет получить быстрый результат моделирования и применим в задачах, где влиянием краевых эффектов с определенным допущением можно пренебречь. Это особенно важно в случаях, когда моделирование является полиитерационным процессом и требует существенных временных затрат.

Конструкция индукторов поясняется изображением геометрии моделей на рис. 2. Каждая модель включает индуктор, содержащий медные витки 1, нагреваемую стальную пластину – заготовку 2 и концентратор магнитного потока 3 (только для б, в).

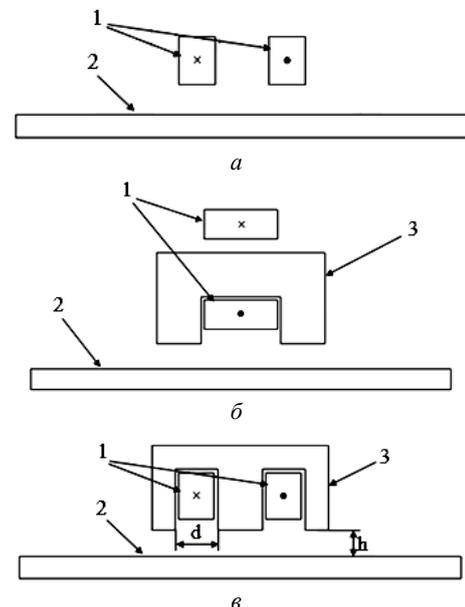


Рис. 2. Геометрия моделей индукторов для нагрева плоских поверхностей: а – рамочного типа; б – с П-образным КМП; в – с Ш-образным КМП

Исследование моделей было проведено при идентичном расстоянии от индуктора до заготовки, идентичной величине тока индукторов и его частоте, а также идентичных габаритных размерах магнитопровода КМП (для б, в) и ширине его керна, отражающей площадь сечения магнитопровода в рамках

исследуемой двумерной модели. Габаритные размеры магнитопроводов также идентичны. Материалом КМП выбран феррит марки N87 фирмы Epcos. Параметры материалов моделей представлены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры материалов исследуемых моделей

Показатель	Медь	Сталь	Феррит
Удельная электрическая проводимость, См/м	$6 \cdot 10^7$	$8 \cdot 10^6$	0,1
Магнитная проницаемость	1	100	2000

Потери в материале магнитопровода вызваны двумя основными факторами – потерями на гистерезис и потерями на вихревые токи. При этом учет только потерь проводимости будет недостаточным, а моделирование с учетом потерь в комплексе приводит к существенному усложнению исследуемой модели. По этой причине потерями в магнитопроводе в рамках исследования данных моделей мы пренебрежем с условием, что они будут определены в дальнейшем интегрально с помощью известных для конкретного материала номограмм.

В табл. 2 приведены параметры исследуемых моделей.

Таблица 2

Параметры исследуемых моделей

Наименование	Значение
Действующее значение тока, А	707
Частота переменного тока, кГц	66
Величина зазора индуктор–заготовка, мм	12
Толщина стальной пластины, мм	10
Ширина керна концентратора МП, мм	20

Основными показателями, по которым производится сравнение, являются линейная тепловая мощность, выделяемая в заготовке, линейная тепловая мощность, выделяемая в витках индуктора, а также его КПД.

Результаты моделирования приведены в табл. 3. КПД индуктора при этом определен без учета потерь мощности на нагрев магнитопровода и по этой причине должен быть скорректирован в дальнейшем. Тем не менее результаты моделирования показывают, что индукторы, содержащие КМП, имеют существенно больший КПД. При этом КМП на базе Ш-образного магнитопровода, в отличие от П-образного, позволяет получить существенно более высокий уровень выделяемой в заготовке мощности.

Таблица 3

Сравнительная таблица результатов моделирования

Показатель	Плоский спиральный индуктор	Индуктор с П-образным КМП	Индуктор с Ш-образным КМП
Линейная мощность нагрева заготовки, Вт/м	5938	16001	34633
Линейная мощность потерь в меди, Вт/м	1273	1567	3773
КПД	0,82	0,91	0,90

Распределение магнитной индукции в магнитопроводе представлено на рис. 3. Значение ампервитков при этом увеличено до 1800 А, что позволяет получить максимальные показатели от КМП на базе феррита N87 габарита E80.

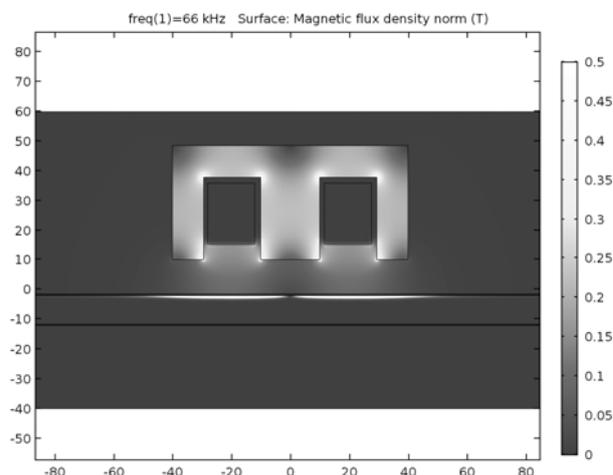


Рис. 3. Распределение индукции магнитного поля в модели с Ш-образным КМП

Результаты моделирования индуктора с Ш-образным КМП при повышенном значении тока сведены в табл. 4.

Таблица 4

Результаты моделирования индуктора с Ш-образным КМП

Показатель	Значение
Индукция насыщения материала, Тл	0,39
Максимальная индукция в магнитопроводе, Тл	0,3
Расстояние до стальной поверхности, мм	12
Линейная индуктивность индуктора, мкГн/м	1,77
Действующее значение тока, А	1800
Частота, кГц	66
Линейная мощность нагрева поверхности, кВт/м	220
Линейная мощность потерь в меди, кВт/м	26,4
Линейные потери в материале КМП, кВт/м	1,56
КПД индуктора	0,89

Учет потерь индуктора на нагрев магнитопровода целесообразно провести по предлагаемым изготовителем номограммам [4]. Удельные потери в магнитопроводе при соответствующей максимальной индукции и температуре материала 100 °С составят $0,87 \text{ Вт/см}^3$.

При анализе геометрии магнитопровода значительным фактором является влияние относительной величины зазора между магнитопроводом и заготовкой на полезную мощность и КПД индуктора. Этот фактор непосредственно влияет на максимально возможную толщину покрытия, через которое индуктор способен эффективно производить нагрев.

На рис. 4 представлен график зависимости тепловой мощности, выделяемой в заготовке от относительной величины зазора (1). Относительная величина зазора λ определяется отношением величины зазора и половины ширины окна магнитопровода. При этом мощность, выделяемая в заготовке P_d при аргументе, равном 0,5, принята за 100%.

$$\lambda = \frac{2h}{d}. \quad (1)$$

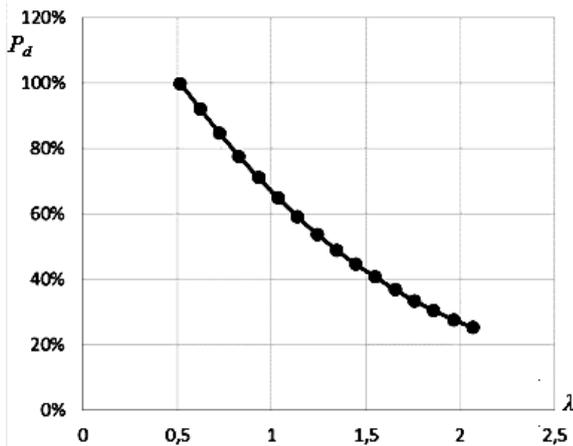


Рис. 4. Зависимость мощности от относительной величины зазора

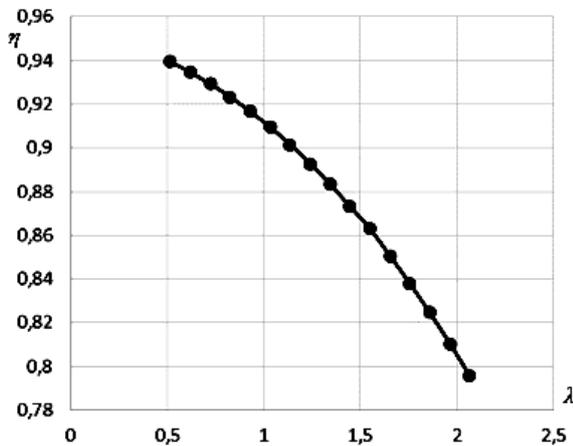


Рис. 5. Зависимость КПД от относительной величины зазора

График зависимости КПД индуктора η от относительной величины зазора λ представлен на рис 5. Из графика видно, что при аргументе свыше единичного значения КПД индуктора довольно резко снижается. Это обуславливает необходимость проектирования индуктора с рабочим режимом в области значений относительной величины зазора λ меньше единицы.

Заключение

Применение Ш-образного концентратора магнитного потока в индукторе для нагрева плоских стальных поверхностей позволяет получить наилучшие показатели в сравнении с другими конструкциями индукторов. Использование феррита в качестве материала концентратора, несмотря на низкий уровень индукции насыщения, оправдано за счет низкого уровня удельных потерь в материале при высокой частоте. Полученные зависимости показывают, что геометрия магнитопровода концентратора должна обеспечивать ширину окна магнитопровода минимум вдвое большую величины зазора между индуктором и нагреваемой поверхностью.

Эти выводы позволяют проектировать индукторы для высокочастотного нагрева плоских стальных поверхностей с высоким уровнем КПД.

Литература

1. Слухоцкий А.Е. Индукторы для индукционного нагрева. – Л.: Энергия, 1974. – 264 с.
2. Valery Rudnev Handbook of induction heating. – New York: Marcel Dekker Inc., 2003. – 797 p.
3. COMSOL LLC Introduction to COMSOL Multiphysics. – 2016. – 194 p.
4. EPCOS AG Ferrites and accessories. SIFERRIT material N87. – Munich: EPCOS AG, 2006. – 7 p. – Режим доступа <https://en.tdk.eu/download/528882/6a0da25e2745be5c13b587b3d4a8de48/pdf-n87.pdf>

УДК 621.396.41

С.С. Тюнин, Д.Б. Бородин, В.А. Кабиров, В.Д. Семенов

Драйвер нижнего ключа с повышением логического уровня управляющего сигнала

Представлены схема и принцип работы драйвера нижнего ключа для управления силовыми МОП-транзисторами в модуле стабилизации напряжения космического корабля, обеспечивающие низкое потребление мощности от входного и выходного источников питания.

Ключевые слова: драйвер, алгоритм, схема повышения логического уровня, преобразователи уровня, транзистор.

Для повышения значения показателя «мощность/масса, Вт/кг» и КПД модуля стабилизации напряжения (МСН) система управления МСН была реализована на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС). При этом было выявлено, что на отечественном рынке отсутствуют схемотехнические решения драйверов специального

назначения с преобразованием логического уровня от 2,8–3,3 до 12–15 В. Были рассмотрены варианты общепромышленных ИС с функцией повышения логического уровня, но от данного решения мы отказались, так как это приводит к неоправданному повышению потребляемой мощности как от источника питания низкого уровня, так и высокого. Были

сформулированы требования к схеме драйвера нижнего ключа на дискретных элементах. Требования представлены в таблице.

Требования к драйверу МСН

Наименование параметра	Значение	Комментарий
Уровень логической единицы входного сигнала	3,3 В и менее	Уровень выходного сигнала ПЛИС
Уровень логической единицы выходного сигнала	12 В и более	Определяется типом силового ключа
Выходной ток	>2 А	Определяется емкостью силового ключа и требуемой скоростью переключения транзистора
Время задержки распространения сигнала	< 100 нс	
Время нарастания напряжения на эквиваленте транзистора	≈40 нс	

Обзор [2–4] научно-технической и патентной литературы и ее анализ позволили создать решение, структурная схема которого представлена на рис. 1.

Структурная схема состоит из двух основных функциональных узлов – узла схемы повышения логического уровня (СПЛУ) и узла усилителя тока (УТ). Принципиальная схема изображена на рис. 2.

Четыре параллельных каскада транзисторов VT6–VT13, включенных по схеме с общим эмиттером, образуют УТ. В каскаде используются комплементарные биполярные транзисторы. Для выравнивания тока в параллельно включенных транзисторах,

введены резисторы R8–R15. Транзисторы УТ должны быть выбраны с максимально допустимым напряжением коллектор–эмиттер не ниже 12 В, импульсный ток не ниже 2 А и иметь высокое быстродействие. В качестве транзисторов выходного каскада можно использовать транзисторы 2Т664, 2Т665. В данной работе использовались транзисторы BCX52 и BCX55, являющиеся аналогами указанных транзисторов.

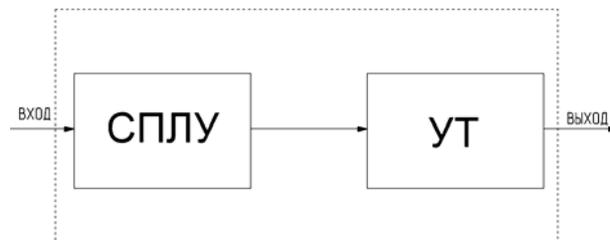


Рис. 1. Структурная схема драйвера нижнего уровня

Схема повышения логического уровня состоит из входного и выходного КМОП-инверторов с положительной обратной связью. Входной КМОП-инвертор включает в себя транзисторы VT1, VT2, диод VD1 и резисторы R1–R4. Выходной инвертор состоит из транзисторов VT4, VT5 и резисторов R6, R7. Положительная обратная связь реализована на транзисторе VT3 и резисторе R5. Резисторы, включенные в стоки транзисторов, ограничивают ток, протекающий через транзисторы, в момент их переключения. Диод VD1 не допускает протекания тока от канала питания 12 В в канал питания 3,3 В через транзистор VT1 при открытом транзисторе VT3.

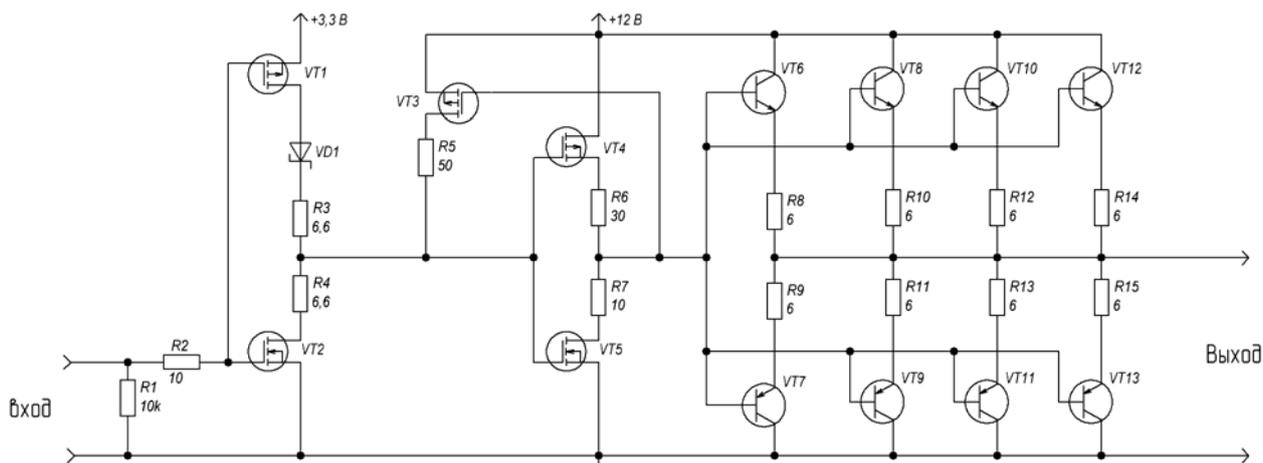


Рис. 2. Принципиальная схема драйвера нижнего уровня

Принцип работы

Предлагаемый драйвер имеет два устойчивых состояния. Первое состояние – это состояние включенного силового МОП-транзистора, когда на входе драйвера высокий логический уровень и на выходе драйвера также высокий логический уровень. Второе состояние – состояние выключенного силового МОП-транзистора, когда на входе драйвера низкий

логический уровень и на его выходе также низкий логический уровень.

На рис. 3 представлена схема драйвера в первом состоянии, а на рис. 4 – во втором состоянии (серым цветом помечены транзисторы и диод, находящиеся в разомкнутом состоянии, черным цветом помечены транзисторы, находящиеся в замкнутом состоянии).

Оба состояния являются устойчивыми и дополнительного пояснения не требуют.

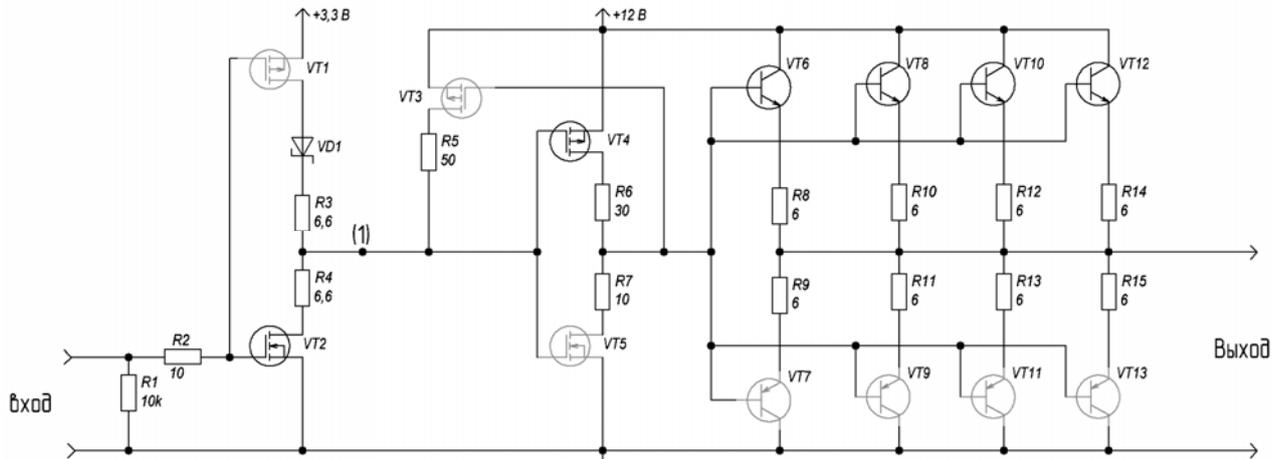


Рис. 3. Состояние включенного МОП-транзистора при подаче на вход логической единицы

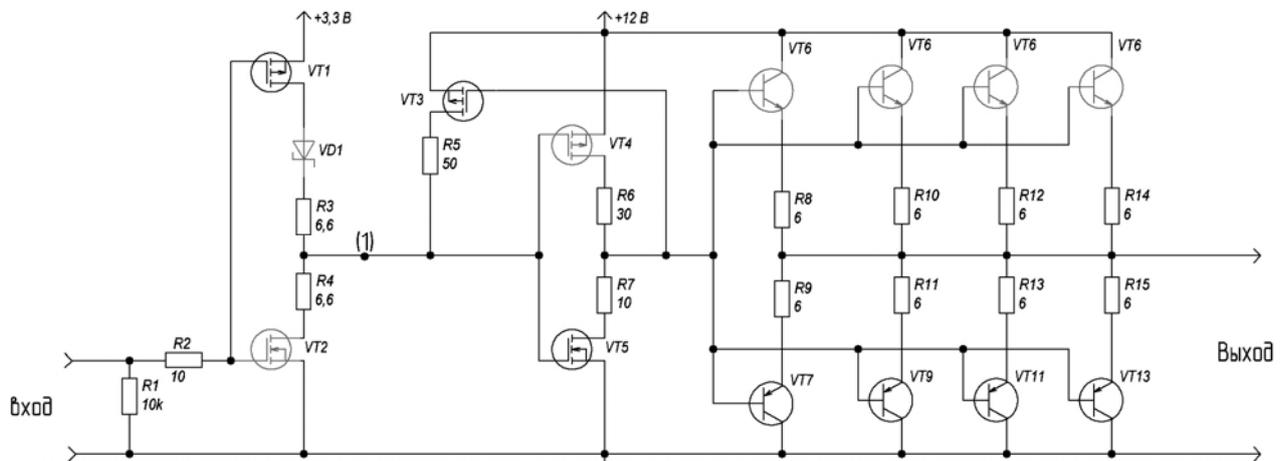


Рис. 4. Состояние включение МОП-транзистора при подаче на вход логического нуля

Переключение драйвера из состояния выключенного силового МОП-транзистора в состояние включенного МОП-транзистора (рис. 5)

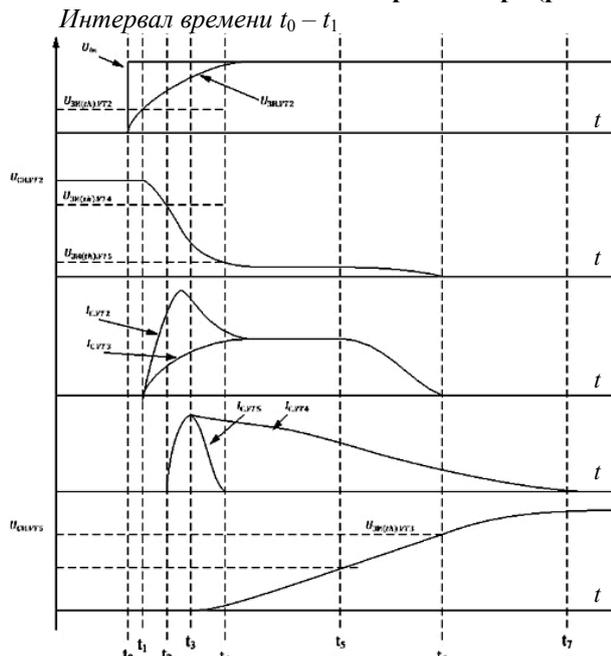


Рис. 5. Диаграммы напряжения и тока при первом состоянии

На вход схемы драйвера приходит напряжение логической единицы, входные паразитные емкости транзисторов VT1 и VT2 заряжаются через резистор R2. Момент времени t_1 определяется достижением напряжения на затворе транзистора VT2 порога открытия $U_{зи(th)VT2}$.

Интервал времени $t_1 - t_2$

Рост напряжения на затворе транзистора VT2 приводит к нарастанию тока по контуру источника питания 12 В – транзистор VT3 – резистор R4 – транзистор VT2. Ток стока транзистора VT2 $I_{с.VT2}$ определяется выражением [1]

$$I_{с.VT2} = 0,5 \cdot b_{VT2} \cdot (U_{зи.VT2} - U_{зи(th).VT2})^2, \quad (1)$$

где b_{VT2} – удельная крутизна МОП-транзистора, мА/В. Данное выражение показывает значения тока в интервале времени в стоке транзистора VT2.

Эквивалентная схема СПЛУ в интервале времени $t_1 - t_2$ изображена на рис. 6.

Момент времени t_2 в точке 1 рис. 3, 4 напряжения достигает порогового значения $U_{зи(th)VT4}$

Интервал времени $t_2 - t_3$

Дальнейшее снижение напряжения на $U_{си.VT2}$ приводит к нарастанию тока через сток транзистора VT4 $I_{с.VT4}$ по закону

$$I_{с.VT4} = 0,5 \cdot b_{VT4} \cdot (U_{зи.VT4} - U_{зи(th).VT4})^2. \quad (2)$$

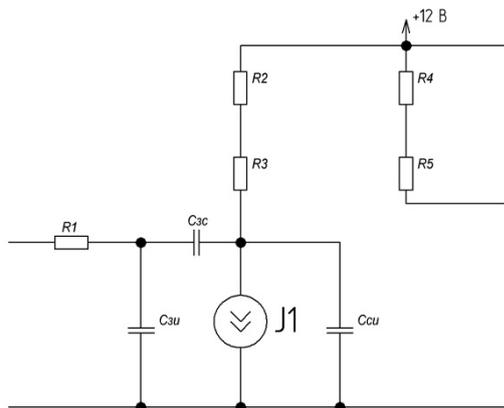


Рис. 6. Эквивалентная схема СПЛЮ на интервале времени $t_1 - t_2$

Данное выражение показывает значения тока в интервале времени в стоки транзистора VT4. В данный промежуток времени через транзисторы VT4, VT5 протекает ток, так как оба транзистора находятся в области насыщения. Ток через стойку транзисторов продолжает протекать до тех пор, пока транзистор VT5 не выйдет из насыщения, момент времени t_3 .

Интервал времени $t_3 - t_4$

На интервале времени $t_3 - t_4$ транзистор VT5 находится в активном режиме, по мере снижения напряжения на затворе $U_{3,VT5}$ ток через транзистор снижается по закону

$$I_{C,VT5} = 0,5 \cdot b_{VT5} \cdot (U_{3и,VT5} - U_{3и(th),VT5})^2 \quad (3)$$

Данное выражение показывает значения тока в интервале времени в стоки транзистора VT5. При этом часть тока транзистора VT4 через двухтактный эмиттерный повторитель заряжает выходную емкость (емкость затвора силового транзистора). Напряжение на выходе выходного КМОП-инвертора начинает возрастать. Момент времени t_4 определяется достижением напряжения $U_{3и,VT5}$ напряжения порога открытия $U_{3и(th),VT5}$ в точке 1 рис. 3, 4.

Интервал времени $t_4 - t_5$

Весь ток транзистора VT4 через эмиттерный повторитель заряжает выходную емкость. Напряжение на выходе выходного КМОП-инвертора продолжает расти.

Напряжение на затворе транзистора VT5 $U_{3,VT5}$ достигает значения, определяемого выражением

$$U_{3,VT5} = 12 \text{ В} \cdot \frac{R_{VT2,on}}{R_{VT2,on} + R_5 + R_{VT3,on}} \quad (4)$$

где $R_{VT2,on}$ и $R_{VT3,on}$ – сопротивление открытого канала транзисторов VT2 и VT3. Из данного выражения можно определить максимальные значения сопротивления открытых каналов транзисторов VT2, VT3 и сопротивление R_5 , при которых транзистор VT5 будит находиться в зоне отсечки.

Токи стоков транзисторов VT2 $I_{C,VT2}$ и VT3 $I_{C,VT3}$ сравниваются. Момент времени t_5 определен моментом достижения напряжения на затворе транзистора VT3, при котором транзистор переходит в активный режим работы.

Интервал времени $t_5 - t_6$

Транзистор VT3 начинает работать в активном режиме. Абсолютное значение $U_{3и,VT3}$ уменьшается, тем самым уменьшая ток стока транзистора VT3 $I_{C,VT3}$. Напряжение на затворе транзистора VT5 $U_{3и,VT5}$ снижается до 0.

В момент времени t_6 напряжение на затворе транзистора VT3 достигает напряжения порога закрытия $U_{3и(th),VT3}$, ток через транзистор прекращает протекать.

Интервал времени $t_6 - t_6$

Напряжение на выходе драйвера достигает своего максимального значения. Ток транзистора VT4 $I_{C,VT4}$ снижается до нуля. Процесс переключения из состояния выключенного силового МОП-транзистора в состояние включенного МОП-транзистора заканчивается.

Переключение из состояния включенного силового МОП-транзистора в состояние выключенного силового МОП-транзистора (рис. 7)

В исходном состоянии схема находится в состоянии включенного силового МОП-транзистора. Транзисторы VT2, VT4 замкнуты, транзисторы VT1, VT3, VT5 разомкнуты. На выходе формируется напряжение логической единицы с размахом 12 В. На вход схемы драйвера также приходит напряжение уровня логической единицы. Момент времени t_0 обусловлен моментом подачи логического нуля на вход драйвера.

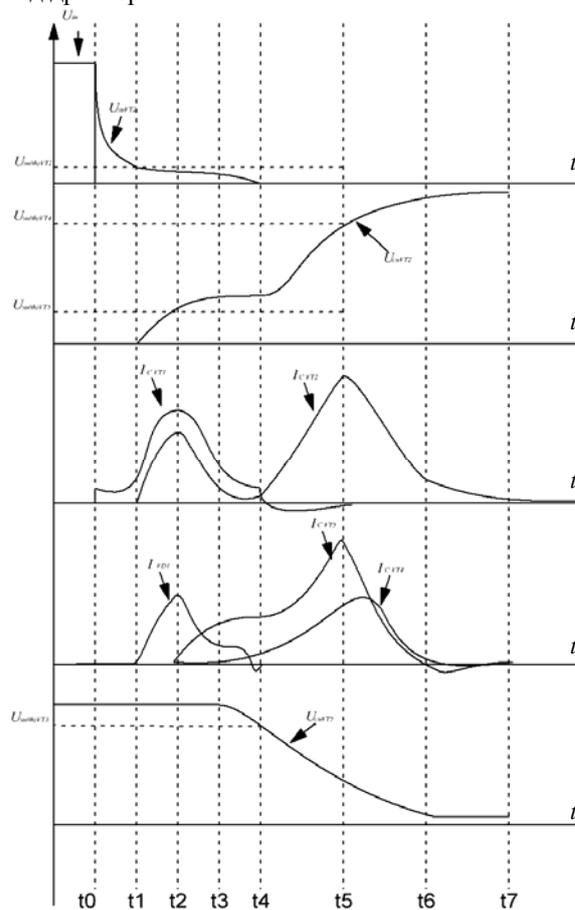


Рис. 7. Диаграммы напряжения и тока при втором состоянии

Интервал времени $t_0 - t_1$

На вход схемы драйвера приходит напряжение логического нуля, входная емкость транзистора VT2 разряжается, а VT1 заряжается. При достижении напряжения на затворе транзистора VT2 порога закрытия транзистор начинает закрываться, а транзистор VT1 открывается. В момент времени t_1 напряжение на затворе транзистора VT2 достигает порогового значения $U_{3И(th)VT2}$.

Интервал времени $t_1 - t_2$

Спад напряжения на затворе транзисторов VT2, VT1 приводит к нарастанию тока по контуру источник питания 3,3 В – транзистор VT1 – резистор R3 – емкости затвор-исток транзисторов VT4, VT5, и росту напряжения на $U_{си.VT2}$ транзистора VT2. С увеличением сопротивления канала транзистора VT2 образуется делитель напряжения, состоящий из VT2–R4 и VT3–R5. Напряжение на затворах транзистора VT4, VT5 в установившемся режиме определяется выражением

$$U_{3VT5} = 12 \text{ В} \frac{R_4 + R_{VT2}}{R_4 + R_{VT2} + R_5 + R_{VT3}}, \quad (5)$$

Из данного выражения можно определить максимальные значения резисторов R_4 , R_5 и сопротивления открытых каналов транзисторов R_{VT2} , R_{VT3} . Момент времени t_2 определяется достижением напряжения $U_{3И(th).VT5}$ уровня порогового напряжения открытия транзистора VT5.

Интервал времени $t_2 - t_3$

На этом интервале времени транзистор VT5 находится в активном режиме и ток I_{CVT5} начинает расти. В то же время увеличение проводимости транзистора VT5 обеспечивает контур протекания тока, паразитных емкостей транзисторов УТ, транзистора VT3 и небольшой ток утечки по контуру VT4–R6, VT5–R7. Момент времени t_3 определяется началом спада напряжения на $U_{си.VT5}$.

Интервал времени $t_3 - t_4$

На данном интервале времени продолжается разряд паразитных емкостей, за счет этого возникает «полочка напряжения». Данный интервал времени определяется суммой паразитных емкостей транзисторов УТ и сопротивления канала VT5. Момент времени t_4 характеризуется достижением значения напряжения на $U_{си.VT2}$ транзистора VT2 больше напряжения питания 3,3 В, вследствие чего диод VD1 закрывается.

Интервал времени $t_4 - t_5$

На данном интервале времени транзистор VT3 обеспечивает протекание тока от источника питания 12 В в затворы транзисторов VT4, VT5, тем самым увеличивает проводимость транзистора VT5 и снижает проводимость VT4. Через сток-исток транзистора VT5 возрастает ток разряда паразитных емкостей транзисторов УТ. Как видно из диаграмм, через сток транзистора VT2 протекает ток утечки, это вызвано зарядом емкости Миллера. Момент времени t_4 характеризуется достижением порогового значения напряжения на затворе транзистора VT3 $U_{3И(th).VT2}$.

Интервал времени $t_5 - t_6$

На данном интервале ток разряда паразитных емкостей транзисторов УТ спадает, напряжение на затворах транзисторов VT4, VT5 продолжает расти. Напряжение на $U_{си.VT5}$ транзистора VT5 спадает. Момент времени t_5 характеризуется достижением тока $I_{C.VT5}$ транзистора VT5 максимального значения.

Интервал времени $t_6 - t_7$

Напряжение на выходе драйвера достигает своего минимального значения. Ток транзистора VT4 $I_{C.VT4}$ снижается до нуля. Процесс переключения из состояния включенного силового МОП-транзистора в состояние выключенного МОП-транзистора заканчивается.

На основе представленных алгоритмов работы были синтезированы компьютерная и затем физическая модели драйвера нижнего ключа, проведены исследования, с результатами которых можно ознакомиться в статье «Исследование статических и динамических характеристик драйвера нижнего ключа с повышением логического уровня управляющего сигнала».

Работа выполнена в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218 и договора между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015 г. № 02.G25.31.0182.

Литература

1. Наундроф Уве. Аналоговая электроника. Основы, расчет, моделирование. – М.: Техносфера, 2008. – 472 с.
2. Пат. US 8.575.987 Соединённые Штаты Америки, level shift circuit. Оpubл. 5.11.2013.
3. Пат. US 6.005.432 Соединённые Штаты Америки, voltage level shift system and method. Оpubл. 21.12.1999.
4. Пат. US 6.007.683 Соединённые Штаты Америки, Agilent Technologies, Inc. Оpubл. 6.07.2002.

Секция 8

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – Окс Ефим Михайлович, д.т.н., профессор, зав. каф. физики

УДК 537.525.5

А.П. Андрейчик, А.В. Казаков, А.В. Медовник

Исследование квазинепрерывного дугового разряда форвакуумного плазменного источника электронов

Представлены исследования параметров и характеристик квазинепрерывного дугового разряда (длительность импульса более 1 мс), используемого в форвакуумном плазменном источнике электронов. Показано, что в квазинепрерывном режиме работы источника ВАХ дугового разряда имеет слаборастущий характер. Выявлено, что при небольших давлениях (~ 3 Па) в таком режиме функционирования переход ко второй стадии горения дугового разряда происходит на фронте импульса тока дуги. Показан пограничный режим горения квазинепрерывного дугового разряда при малых разрядных токах.

Ключевые слова: импульсный дуговой разряд, моноимпульс, электронный пучок, форвакуумный диапазон давлений.

Пучковые технологии стали одним из важнейших инструментов как в научных исследованиях [1–4], так и в технических приложениях [4–6], не потеряв своей актуальности и в настоящее время. Среди них значительное место занимает импульсная электронно-лучевая обработка материалов, в числе которых не только металлы [7, 8], но и твердые диэлектрики – керамика, полимеры, стекло [3, 9–11]. Обработку последних сделали возможным плазменные источники электронов, функционирующие в форвакуумном диапазоне давлений (1–100 Па) [12], где нейтрализация отрицательного заряда обеспечивается ионами пучковой плазмы, а также ионами несамостоятельного разряда, возникающего между мишенью и заземленными стенками вакуумной камеры [13].

Импульсное электронно-лучевое воздействие осуществляется со многими целями, причем в большинстве случаев речь идет о модификации поверхностных слоев – их упрочнении [14, 15], достижении структурной и концентрационной однородностей [16, 17], сглаживании микрорельефа [18–20]. Среди других применений данной технологии – иницирование неравновесных плазмохимических процессов [21, 22], накачка газовых лазеров [23], генерация СВЧ-излучения [24]. Помимо этого, использование электронно-лучевых методов обработки способствует увеличению производительности процессов, снижению производственных затрат и как следствие снижению себестоимости единицы продукции [25].

Достигнутых к настоящему дню значений энергии в одном импульсе недостаточно для ряда применений, в частности, для осуществления обработки тугоплавких материалов и/или больших поверхностей. Повысить энергию в импульсе можно двумя путями: повышением мощности или увеличением

длительности импульса. Поскольку в форвакуумном диапазоне давлений возрастание ускоряющего напряжения и тока пучка в большинстве случаев ведет к пробое ускоряющего промежутка, предпочтительным является увеличение длительности импульса, т.е. реализация работы электронного источника в квазинепрерывном режиме (длительность импульса более 1 мс). Таким образом, целью данной работы является исследование вольт-амперной характеристики (ВАХ) дугового разряда в квазинепрерывном режиме работы форвакуумного импульсного плазменного источника электронов.

Экспериментальная установка и методика эксперимента

Схема используемой в эксперименте разрядной ячейки форвакуумного импульсного плазменного источника электронов на основе дугового разряда приведена на рис. 1. Она включает в себя катод 1, который представляет собой медный стержень диаметром 5 мм, и полый цилиндрический анод 2 высотой 80 мм и диаметром 100 мм. В противоположном катоду основании анода выполнено эмиссионное окно 3 диаметром 90 мм, перекрытое мелкоструктурной сеткой (эмиссионный электрод) из нержавеющей стали с размером ячейки $0,3 \times 0,3$ мм² и геометрической прозрачностью 60%. Расстояние между рабочей поверхностью катода 1 и эмиссионным электродом 3 составляет 50 мм. Для ограничения рабочей зоны (фиксирования катодного пятна) и электрической изоляции катода последний заключается в трубчатый керамический изолятор 4. Иницирование дугового разряда осуществляется наиболее распространенным ввиду простоты и надежности методом для источников, работающих в импульсно-периодическом режиме, – вспомогательным разрядом (пробоем) по поверхности диэлектрика

[26]. Использование диэлектрика позволяет существенно снизить напряжение пробоя между электродами: катодом 1 и поджигающим электродом (триггером) 5, расположенными на расстоянии 1 мм. Поддачу импульсного напряжения с амплитудой до 4 кВ между ними обеспечивает генератор поджигающего импульса 6. Вспомогательный разряд способствует генерации достаточного для возникновения катодного пятна количества плазмы, быстрому (единицы микросекунд) зажиганию и стабильному функционированию основного дугового разряда, горение которого впоследствии обеспечивает блок питания разряда 7. Во всех экспериментах длительность τ_d импульса тока дуги составляет 1,8 мс.

Регистрация тока I_d дугового разряда осуществляется трансформатором тока (поясом Роговского) с чувствительностью 10 А/В, сигнал с которого подается на осциллограф Tektronix TDS 2004В, измерение напряжения горения – с помощью резистивного делителя (коэффициент деления 1:1000). Необходимое давление обеспечивается напуском в вакуумную камеру рабочего газа – воздуха. Подробно конструкция электронного источника, его параметры и характеристики представлены в [12].

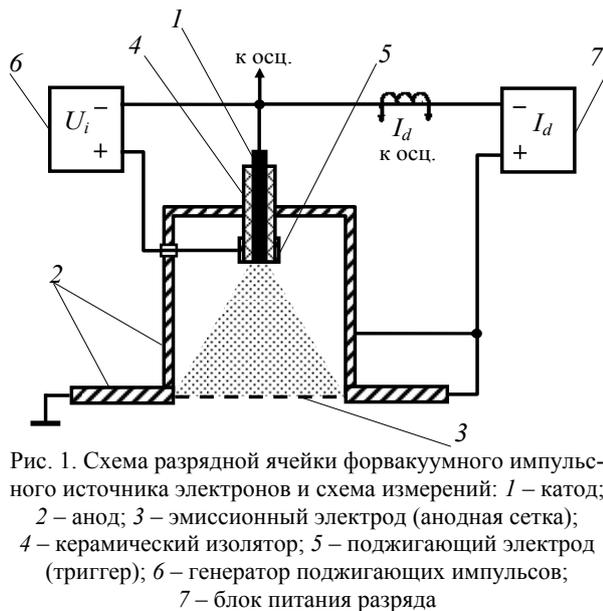


Рис. 1. Схема разрядной ячейки форвакуумного импульсного источника электронов и схема измерений: 1 – катод; 2 – анод; 3 – эмиссионный электрод (анодная сетка); 4 – керамический изолятор; 5 – поджигающий электрод (триггер); 6 – генератор поджигающих импульсов; 7 – блок питания разряда

Результаты экспериментов и их анализ

Типичные осциллограммы напряжения на разрядном промежутке и тока I_d разряда представлены на рис. 2.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что при небольших давлениях (~ 3 Па) в миллисекундном диапазоне длительности импульса еще на фронте импульса тока дуги происходит переход ко второй стадии горения дугового разряда (как и в [27]), что вполне ожидаемо. Данный переход сопровождается заметным снижением напряжения U_d горения дуги. В течение импульса амплитуда тока разряда незначительно спадает, что связано с особенностями системы электропитания, основанной на искусственно формирующей линии (ИФЛ), ее большим омическим сопротивлением.

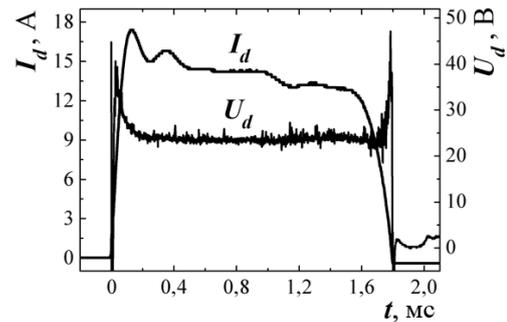


Рис. 2. Осциллограммы напряжения на разрядном промежутке и тока разряда при давлении $p = 3$ Па. Рабочий газ – воздух

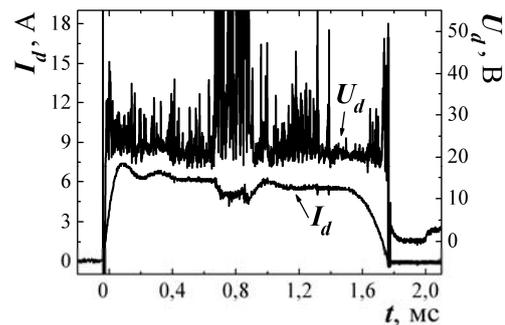


Рис. 3. Осциллограммы напряжения на разрядном промежутке и тока разряда при давлении $p = 3$ Па. Рабочий газ – воздух

Рисунок 3 иллюстрирует пограничный режим функционирования дуги при малых разрядных токах, для которого характерен рост нестабильностей напряжения горения разряда и возможное самопроизвольное погасание дуги. Наблюдаемый в течение импульса «провал» на осциллограмме можно объяснить в рамках представлений авторов [28], где данное явление связано с погасанием, а затем повторным зажиганием токовых ячеек катодных пятен. Условием для обеспечения стабильного функционирования разряда является превышение током разряда порогового тока дуги.

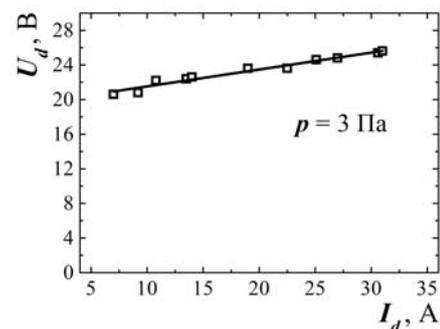


Рис. 4. Вольт-амперная характеристика разряда при давлении $p = 3$ Па. Рабочий газ – воздух. Длительность импульса тока разряда 1,8 мс

Как видно из рис. 4, для дугового разряда наблюдается слабый рост ВАХ, свойственный форвакуумным плазменным источникам электронов [29]. Величина тока разряда ограничена со стороны ми-

нимальных значений пороговым током горения дуги, со стороны максимальных значений – блоком питания разряда.

Заключение

Исследованы свойства и измерены параметры импульсного дугового разряда с катодным пятном в форвакуумном диапазоне давлений применительно к использованию разряда такого типа в плазменном источнике электронов для генерации электронных пучков большого сечения миллисекундного диапазона длительностей. Показано, что ВАХ дугового разряда в квазинепрерывном режиме работы плазменного источника имеет слаборастущий характер. Показан пограничный режим горения квазинепрерывного дугового разряда при малых разрядных токах.

Результаты проведенных исследований однозначно свидетельствуют о возможности эффективного использования дугового разряда с катодным пятном в форвакуумных плазменных источниках электронов для генерации импульсных пучков миллисекундного диапазона длительностей.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 16-48-700487 p_a.

Литература

1. Крейнделъ Ю.Е. Плазменные источники электронов / Ю. Е. Крейнделъ. – М.: Атомиздат, 1977. – 144 с.
2. Бугаев С.П. Электронные пучки большого сечения / С.П. Бугаев, Ю.Е. Крейнделъ, П.М. Щанин. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 110 с.
3. Бурдовицин В.А. Форвакуумные плазменные источники электронов / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, А.В. Медовник, Е.М. Окс, Ю.Г. Юшков. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 288 с.
4. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.
5. Application of high-current pulsed electron beams for the restoration of operational properties of the blades of gas-turbine engines / V.A. Shulov et al. // Russian Journal of Non-Ferrous Metals. – 2015. – Т. 56, № 3. – P. 333–338.
6. Kim J. Mechanical properties and corrosion behavior of the nitriding surface layer of Ti 6Al 7Nb using large pulsed electron beam (LPEB) / J. Kim, W.J. Lee, H.W Park // Journal of Alloys and Compounds. – 2016. – Т. 679. – P. 138–148.
7. Pulsed electron-beam technology for surface modification of metallic materials / D.I. Proskurovsky, V.P. Rotshstein, G.E. Ozur et al. // J. Vac. Sci. Technol. – 1998. – А 16 (4). – P. 2480–2488.
8. Surface nanostructure formations in an AISI 316L stainless steel induced by pulsed electron beam treatment / Y. Cai et al. // Journal of Nanomaterials. – 2015. – Т. 16, № 1. – P. 245.
9. Медовник А.В. Структура поверхности алюмооксидной керамики при облучении импульсным электронным пучком / А.В. Медовник, В.А. Бурдовицин, Э.С. Двилис, Е.М. Окс, О.Л. Хасанов, Ю.Г. Юшков // Журнал технической физики. – 2013. – Т. 83, № 1. – С. 117–120.
10. Казаков А.В. Модификация поверхности полимерных материалов импульсным электронным пучком / А.В. Казаков, А.С. Климов, А.В. Медовник и др. // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 4 (30). – С. 75–78.
11. Бурдовицин В.А. О возможности электронно-лучевой обработки диэлектриков плазменным источником электронов в форвакуумной области давлений / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, Е.М. Окс // Журнал технической физики. – 2009. – Т. 35, № 11. – С. 61–66.
12. Казаков А.В. Форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда / А.В. Казаков, В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник, Е.М. Окс // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – № 6. – С. 50–53.
13. Потенциал диэлектрической мишени при ее облучении импульсным электронным пучком в форвакуумной области давлений / В.А. Бурдовицин и др. // Журнал технической физики. – 2012. – Т. 82, № 10. – С. 103–108.
14. Microstructural, textural and hardness evolution of commercially pure Zr surface-treated by high current pulsed electron beam / Chai L. et al. // Applied Surface Science. – 2016. – Vol. 390. – P. 430–434.
15. Бойко В.И. Модификация металлических материалов импульсными мощными пучками частиц / В.И. Бойко, А.Н. Валяев, А.Д. Погребняк // Успехи физических наук. – 1999. – Т. 169, № 11. – С. 1243–1271.
16. Поверхность металлических материалов, облучаемых низкоэнергетическим сильноточным электронным пучком: морфология и топография / А.Б. Марков и др. // Interaction of Radiation with Solids: матер. 11-й Междунар. конф. – Минск: Изд. центр БГУ, 2015. – 438 с.
17. Структура композиционных покрытий системы W-C-Сu, полученных электровзрывным напылением и последующей электронно-пучковой обработкой / Д.А. Романов и др. // Перспективные материалы. – 2014. – № 4. – С. 64.
18. Применение сильноточного электронного пучка для модификации поверхности железа, нержавеющей стали и жаропрочного сплава / В.В. Квасницкий и др. // Электронная обработка материалов. – 2009. – №3 (257). – С. 14–20.
19. Юшков Ю.Г. Форвакуумный импульсный источник электронов с плазменным катодом для модификации поверхности непроводящей керамики // Труды IV Междунар. Крейнделевского семинара «Плазменная эмиссионная электроника». – Улан-Удэ: Изд-во Бурят. науч. центра СО РАН, 2012. – С. 118–124.
20. Коваль Н.Н. Импульсная электронно-пучковая обработка материалов медицинского назначения / Н.Н. Коваль, Ю.Ф. Иванов, А.Д. Тересов, Ю.А. Денисова, Е.А. Петрикова // Изв. вузов. Физика. – 2013. – Т. 56, № 10. – С. 41–46.
21. Неравновесные плазмохимические процессы основа будущих плазменных технологий / В.А. Власов и др. // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2007. – Т. 311, № 2. – С. 75–79.
22. Plasma chemical conversion of sulphur hexafluoride initiated by a pulsed electron beam / Kholodnaya G. et al. // Radiation Physics and Chemistry. – 2016. – Vol. 130. – P. 273–276.
23. Эффективный полупроводниковый лазер зеленого диапазона с электронно-лучевой накачкой на основе многослойных наноструктур АПБVI / М.М. Зверев и др. // Физика и техника полупроводников. – 2008. – Т. 42, № 12. – С. 1472–1477.
24. Сильноточные импульсные электронные пучки в технологии / под ред. Г.А. Месяца. – Новосибирск: Наука. Сиб. отд., 1983. – 168 с.
25. Григорьев С.Н. Перспективы развития инновационного аддитивного производства в России и за рубежом / С.Н. Григорьев, И.Ю. Смуров // Инновации. – 2013. – №10 (180). – С. 76–82.
26. Pillai A.S. Surface flashover of solid dielectric in vacuum / A.S. Pillai, R. Hackam // Journal of Applied Physics. – 1982. – Vol. 53, No. 4. – P. 2983–2987.

27. Казаков А.В. Формирование импульсных электронных пучков в форвакуумной области давлений в системе с плазменным катодом на основе дугового разряда // Труды V междунар. Крейнделевского семинара «Плазменная эмиссионная электроника». – Улан-Удэ: Изд-во Бурят. науч. центра СО РАН, 2015. – С. 37–44.

28. Месяц Г.А. Эктоны. – Ч. 2. – Екатеринбург: УИФ Наука, 1994. – 248 с.

29. Казаков А.В. Особенности функционирования плазменного источника электронов на основе дугового разряда с катодным пятном в форвакуумном диапазоне давлений / А.В. Казаков, А.В. Медовник // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58. – №. 9-2. – С. 151–155.

УДК 537.533:539.9

И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин, А.В. Тюньков, А.С. Климов

Состав газовой атмосферы при взаимодействии электронного пучка с порошком оксида алюминия в форвакуумной области давлений

Представлены результаты исследований состава газовой атмосферы при взаимодействии электронного пучка с порошком оксида алюминия в форвакуумной области давлений. Показано, что в момент взаимодействия пучка с порошком происходит интенсивное газовыделение с поверхности частиц паров воды, гелия, диоксида углерода, монооксида углерода или азота. Таким образом, при облучении порошка оксида алюминия электронным пучком в форвакуумной области давлений разлет частиц обусловлен интенсивной десорбцией молекул, адсорбированных на их поверхности при нахождении порошка в атмосфере.

Ключевые слова: оксид алюминия, электронный пучок, форвакуумная область давлений, газовыделение.

В настоящее время особое внимание уделяется разработке и внедрению в производство технологий трехмерной печати изделий из различных материалов [1], в том числе керамических [2]. Несмотря на наличие множества технологий трехмерной печати керамических изделий (стереолитография (SLA) [3], ламинирование (LOM) [4], лазерное спекание (SLS) [5], послойное наплавление (FDM) [6], трехмерная струйная печать (3DP) [7] и др.), принцип, заключенный в них, состоит в послойном формировании формы керамической шихты с помощью связующих компонентов и последующей постобработке в высокотемпературной печи для удаления связующего, непосредственного спекания частиц порошка.

Однако технология электронно-лучевой плавки (EBM) [8], используемая для печати изделий сложной формы из титановых сплавов, в том числе медицинских протезов, и обладающая рядом преимуществ (в частности, простотой управления лучом с помощью магнитной отклоняющей системы, что в положительную сторону может сказаться на себестоимости продукции), ранее не была применена для печати керамики. Это обусловлено зарядом диэлектрических частиц электронами луча до высоких потенциалов и вследствие этого разлетом частиц. Как отмечено в [9], даже при облучении электропроводящих порошков электронным лучом в традиционных для электронных источников давлений (до 10^{-1} Па) данный эффект может наблюдаться.

Решение данной проблемы может заключаться в использовании дополнительных средств компенсации заряда на диэлектрических поверхностях. Однако, при использовании источников электронов, функционирующих в форвакуумной области давлений (от единиц до десятков паскалей) (так называемые

форвакуумные электронные источники) [10], данная проблема решается автоматически: компенсация заряда на поверхности диэлектрика осуществляется потоком ионов из плазмы, образованной при распространении электронного пучка.

Исследования по электронно-лучевой обработке порошка оксида алюминия форвакуумным электронным источником были представлены в [11, 12]. В них показано, что, несмотря на компенсацию отрицательного заряда потоком ионов из пучковой плазмы, разлет частиц порошка возможен. Одной из причин данного разлета указывается интенсивное газовыделение с поверхности частиц.

Исследование состава газовой среды в рабочей камере, возникающей при газовыделении во время обработки электронным пучком порошка оксида алюминия в форвакуумной области давлений, являлось задачей данной работы.

Техника и методики экспериментов

Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1. Обработка порошка оксида алюминия электронным пучком осуществлялась двумя методами.

В первой методике облучаемый порошок 1 оксида алюминия со средним размером частиц 100 мкм помещается в вакуумную камеру 2 в графитовом тигле 3 в состоянии свободной засыпки и облучается электронным пучком 4, генерируемым форвакуумным источником электронов 5 [10]. Электронный пучок 4 диаметром около 1 мм формируется при извлечении электронов из эмиссионной плазмы 6, образованной тлеющим разрядом с полым катодом 7, через центральное отверстие диаметром 0,75 мм в перфорированном электроде 8, перекрывающем эмиссионное отверстие в аноде 9. Ускоре-

ние электронов до требуемой энергии осуществляется ускоряющим напряжением U_a , приложенным между анодом 8 и заземлённым экстрактором 10. Далее электронный пучок подвергается фокусировке с помощью магнитной катушки 11 и развертке в виде квадрата размером 7×7 мм на поверхности порошка отклоняющей системой 12 при подаче на ее катушки синусоидальных сигналов с частотами 60 Гц и 1,5 кГц.

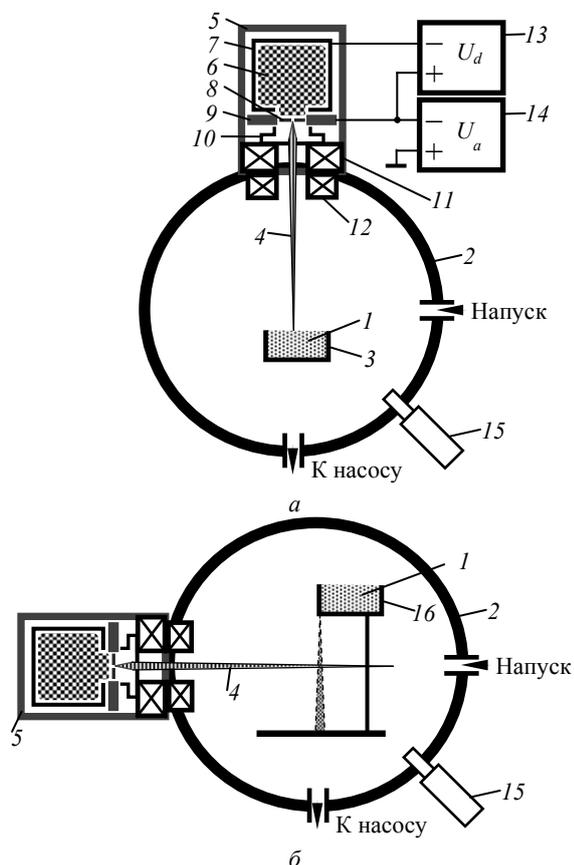


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:
 а – облучение порошка в состоянии свободной насыпки;
 б – облучение сыплющегося порошка;
 1 – керамический порошок; 2 – вакуумная камера;
 3 – графитовый тигель; 4 – электронный пучок;
 5 – форвакуумный источник электронов; 6 – эмиссионная плазма; 7 – полый катод; 8 – анод; 9 – перфорированный электрод; 10 – экстрактор; 11 – магнитная фокусирующая катушка; 12 – магнитная фокусирующая система;
 13 – источник питания разряда; 14 – источник ускоряющего напряжения; 15 – емкость с отверстием для высыпания порошка

Питание разряда и ускоряющего напряжения осуществлялось блоками питания разряда 13 и ускоряющего напряжения 14 соответственно. Ток пучка I_b измерялся при отведении пучка на отдельно стоящий токоприемный коллектор.

Откачка вакуумной камеры 2 производится форвакуумным насосом, а давление P в камере от единиц до десятков паскалей регулируется путём подачи в неё рабочего газа (воздуха).

Состав газовой атмосферы определялся с помощью промышленного анализатора остаточных

газов RGA 100 15 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.

Вторая методика обработки отличалась тем, что порошок оксида алюминия контролируемо сыпется вертикально через отверстие с одного края емкости 16 (рис. 1, б). Облучение частиц порошка, находящихся в свободном падении, производится горизонтально направленным электронным пучком. При этом пучок не разворачивался и его диаметр составлял 20 мм.

Результаты экспериментов

На рис. 2 представлены масс-спектры остаточной атмосферы (рис. 2, а) и газовой среды в рабочей камере, возникающей при обработке порошка оксида алюминия в состоянии свободной насыпки электронным пучком, при различных параметрах электронного пучка (рис. 2, б, в).

Из представленных на рис. 2 экспериментальных данных видно, что до обработки порошка в вакуумной камере (см. рис. 2, а) присутствуют в значительном количестве пары воды ($m/z = 17$ и 18) и молекулы остаточных газов: гелий ($m/z = 2$), диоксид углерода CO_2 ($m/z = 44$), азот N_2 или монооксид углерода CO ($m/z = 28$). В момент облучения с малой плотностью мощности пучка (см. рис. 2, б) при повышении давления до $P = 3,5$ Па высота пика $m/z = 17$ и 18 уменьшается, что свидетельствует о постепенной откачке паров воды из камеры; при этом концентрация CO или N_2 увеличивается в три раза ($m/z = 28$), наблюдается рост пика $m/z = 44$ (CO_2) и появляется пики $m/z = 32$, что соответствует кислороду, и $m/z = 14$ (атомарный азот). В момент облучения порошка с мощностью $P_S = 100$ Вт/см² (при этом наблюдается плавление частиц оксида алюминия, $P = 5$ Па) рабочая камера заполнена преимущественно парами воды, гелием и оксидами углерода. Причем стоит отметить, что по сравнению с первоначальной ситуацией (рис. 4) концентрация газов выросла почти в 8 раз, концентрация паров воды – на 20%. Последний факт в совокупности с другими результатами, может свидетельствовать, что при нагреве частиц порошка оксида алюминия в момент облучения электронным лучом рост давления в камере происходит из-за интенсивного газовыделения с поверхности частиц молекул газа и воды, адсорбированных при нахождении порошка в атмосфере.

Однако, повышение давления в камере по мере нагрева порошка может быть также связано с нагревом графитового тигля, в котором располагается порошок. Газовыделение при этом происходит именно с его поверхности, причем это могут быть молекулы газов, воды, а также осуществляется выгорание остаточных органических соединений, о чем свидетельствует появление пика $m/z = 12$, соответствующего углероду.

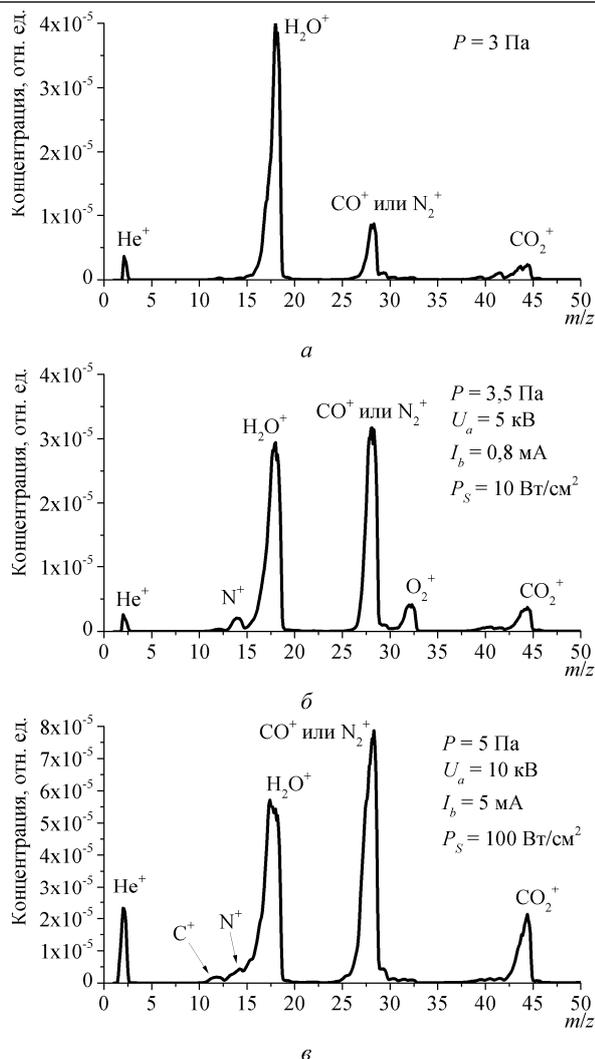


Рис. 2. Состав остаточной атмосферы до обработки (а) и газовой среды при обработке порошка оксида алюминия в состоянии свободной насыпки в тигле электронным пучком (б, в)

Для исключения влияния тигля на состав газовой атмосферы был поставлен эксперимент согласно второй методике, при которой облучение производилось горизонтально ориентированным пучком частиц порошка, сыплющегося вертикально через отверстие в емкости (см. рис. 1, б). Динамика изменения газовой атмосферы при обработке электронным пучком с параметрами $U_a = 10$ кВ, $I_b = 30$ мА, $P_s = 95$ Вт/см² представлена на рис. 3.

До момента облучения при включении пучка давление в камере составляло 8 Па (рис. 3, область OFF, время $t = 0-100$ с). Как видно из динамики на рис. 3, при включении устройства насыпки порошка и пересечении его частиц пучка концентрация паров воды и исследуемых газов начинает расти (область ON, $t = 100-185$ с). В момент выключения насыпки порошка ($t = 185$ с) давление в камере составляло 12 Па и начало уменьшаться (область OFF, $t = 185-420$ с) вместе с концентрацией паров воды и газов вплоть до прежнего уровня ($t = 420$ с). При повторном включении и выключении насыпки порошка

описанные явления также наблюдаются (область ON, $t = 420-35$ с, область OFF, $t > 535$ с).

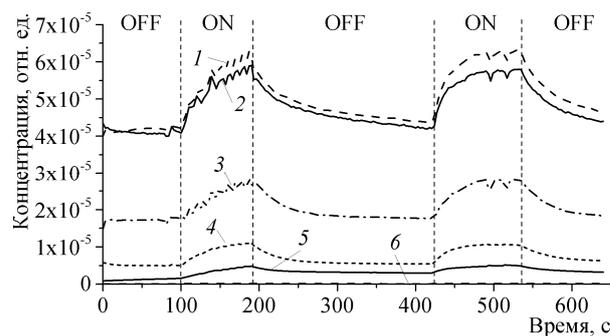


Рис. 3. Динамика изменения состава газовой атмосферы при обработке сыплющегося порошка оксида алюминия электронным лучом (область ON):
1 – $m/z = 17$ (H_2O); 2 – $m/z = 18$ (H_2O);
3 – $m/z = 28$ (N_2 или CO); 4 – $m/z = 44$ (CO_2);
5 – $m/z = 14$ (N); 6 – $m/z = 32$ (O_2)

Масс-спектр, представленный на рис. 4, полученный при облучении электронным пучком частиц порошка, находящегося в свободном падении, при повышении давления до максимального в эксперименте (12 Па при $t = 185$ и 535 с на рис. 3) качественно отличается от масс-спектра, полученного при облучении порошка в графитовом тигле (см. рис. 2, в), отсутствием пиков углерода С ($m/z = 12$) и атомарного азота N ($m/z = 14$). Концентрации паров воды, гелия, двуоксида углерода, монооксида углерода или азота значительно преобладают над содержанием иных газов в обеих методиках.

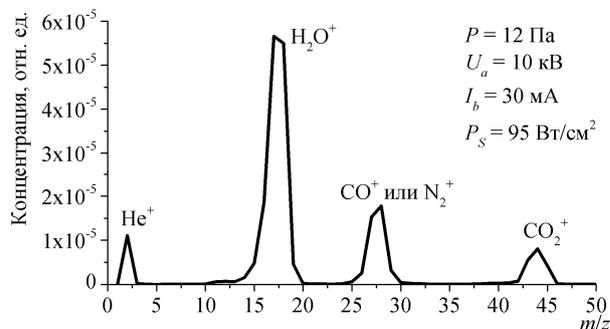


Рис. 4. Состав газовой среды при обработке сыплющегося порошка оксида алюминия электронным пучком

Таким образом, результаты, полученные при исследовании состава газовой атмосферы при облучении электронным пучком сыплющихся частиц оксида алюминия, также подтверждают, что повышение давления в камере при обработке обусловлено газовой выделением с поверхности частиц газа и паров воды, адсорбированных при нахождении порошка в атмосфере.

Заключение

Исследован состав газовой атмосферы при взаимодействии электронного пучка с порошком оксида алюминия в форвакуумной области давлений двумя различными методиками: облучение порошка, находящегося в тигле; облучение частиц порошка,

находящихся в свободном падении. Результаты экспериментов обеих методик показали, что в момент взаимодействия пучка с порошком осуществляется интенсивное газовыделение с поверхности частиц паров воды, гелия, диоксида углерода, монооксида углерода или азота. Из этого следует, что при облучении порошка оксида алюминия электронным лучом в форвакуумной области давлений разлет частиц обусловлен интенсивной десорбцией молекул, адсорбированных на их поверхности при нахождении порошка в атмосфере.

Работа поддержана грантом РФФИ № 15-08-00871.

Литература

1. Chua C.K. Rapid Tooling in Manufacturing / C.K. Chua, K.F. Leong, Z.H. Liu // Handbook of Manufacturing Engineering and Technology. – London: Springer, 2015. – P. 2525–2549.
2. Tay B.Y. Solid freeform fabrication of ceramics / B.Y. Tay, J.R.G. Evans, M.J. Edirisinghe // International Materials Reviews. – 2003. – Vol. 48. – P. 341–370.
3. Stereolithography of structural complex ceramic parts / T. Chartier et al. // Journal of materials science. – 2002. – Vol. 37. – P. 3141–3147.
4. Al₂O₃ Ceramics Preparation by LOM (Laminated Object Manufacturing) / Y. Zhang et al. // Int. J. Adv. Manuf. Technol. – 2001. – Vol. 17. – P. 531–534.
5. Liu F.H. Fabrication of inner complex ceramic parts by selective laser gelling / F.H. Liu, Y.S. Liao // Journal of the European Ceramic Society. – 2010. – Vol. 30. – P. 3283–3289.
6. Bellini A. New developments in fused deposition modeling of ceramics / A. Bellini, L. Shor, S.I. Guceri // Rapid Prototyping Journal. – 2005. – Vol. 11, No. 4. – P. 214–220.
7. Direct Ink Writing of Three-Dimensional Ceramic Structures / J.A. Lewis et al. // J. Am. Ceram. Soc. – 2006. – Vol. 89, No. 12. – P. 3599–3609.
8. Mechanical evaluation of porous titanium (Ti6Al4V) structures with electron beam melting (EBM) / J. Parthasarathy et al. // Journal of the mechanical behavior of biomedical materials. – 2010. – Vol. 3. – P. 249–259.
9. Sigl M. Transient Physical Effects in Electron Beam Sintering / M. Sigl, S. Lutzmann, M.F. Zäh // Solid Freeform Fabrication Symposium Proceedings 17. – Austin, Texas, USA, 2006. – P. 397–405.
10. Burdovitsin V.A. On the possibility of electron-beam processing of dielectrics using a forevacuum plasma electron source / V.A. Burdovitsin, A.S. Klimov, E.M. Oks // Technical Physics Letters. – 2009. – Vol. 35, No. 6. – P. 511–513.
11. Бакеев И.Ю. Особенности обработки диэлектрических порошков электронным пучком в форвакууме / И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин, А.С. Климов // Перспективы развития фундаментальных наук: сб. тр. XIII Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: Изд-во НИТПУ, 2016. – Т. 7. – С. 24–26.
12. Бакеев И.Ю. О возможности обработки диэлектрических порошков электронным пучком в форвакууме применительно к технологии 3d-прототипирования / И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин // Научная сессия ТУСУР–2016: матер. междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 25–27 мая 2016 г. – Томск: В-Спектр, 2015: в 6 ч. – Ч. 2. – 348 с.

УДК 621.3.032.269

А.В. Казаков, А.В. Медовник, А.С. Смаилов

Исследование оптического излучения при пробое ускоряющего промежутка импульсного широкоапертурного плазменного источника электронов в форвакуумном диапазоне давлений

Проведены исследования оптического излучения, возникающего при пробое ускоряющего промежутка импульсного широкоапертурного плазменного источника электронов на основе дугового разряда, функционирующего в форвакуумном диапазоне давлений (3–20 Па). Показано, что по сравнению с оптическим излучением при нормальной генерации пучка при пробое ускоряющего промежутка значительно увеличивается интенсивность спектральных линий и появляются дополнительные линии газа и металла. Установлено, что в оптическом спектре излучения при пробое доминируют спектральные линии атомов и молекул рабочего газа, а также наблюдаются ионы рабочего газа. Появление спектральных линий, соответствующих металлу, свидетельствует о формировании катодного пятна на эмиссионном электроде, которое способствует развитию газового разряда в ускоряющем промежутке источника.

Ключевые слова: плазменный источник электронов, импульсный пучок электронов, дуговой разряд, пробой ускоряющего промежутка.

Импульсные плазменные источники электронов, функционирующие в форвакуумном диапазоне давлений от 3 до 50 Па, позволяют осуществлять электронно-лучевую обработку проводящих и диэлектрических материалов без дополнительного оборудования, обеспечивающего стекание заряда с обрабатываемой поверхности [1, 2]. Однако существ-

ует ряд ограничений, препятствующих более широкому практическому применению данных источников. Одно из таких ограничений – электрическая прочность ускоряющего промежутка.

Электрическая прочность ускоряющего промежутка исследовалась для форвакуумных плазменных источников на основе тлеющего разряда с полым

катодом, генерирующих непрерывные электронные пучки [3, 4], а также для источника с небольшой (менее 10 мм) выходной апертурой, генерирующего импульсный электронный пучок с током не более 10 А [5]. Однако для плазменных широкоапертурных источников, генерирующих электронные пучки с большим током (более 10 А) и большой длительностью импульса в форвакуумном диапазоне давлений, пробой ускоряющего промежутка исследован недостаточно.

Потенциальными причинами пробоя ускоряющего промежутка могут быть влияние обратного ионного потока и как следствие формирование «вторичной» плазмы в ускоряющем промежутке [3], зарядка диэлектрических включений ионами на эмиссионном электроде или стабилизирующей сетке [6], геометрия ускоряющей системы и изменение перваанса ускоряющего промежутка [7]. Указанные причины оказывают определенное влияние на электрический пробой, однако не очевидно, какая из них является преобладающей для импульсного широкоапертурного источника электронов, функционирующего в форвакуумной области давлений. В связи с этим целью настоящей работы являлось исследование оптического излучения электрического пробоя ускоряющего промежутка плазменного источника электронов на основе дугового разряда, функционирующего в форвакуумном диапазоне давлений.

Экспериментальная установка и методика эксперимента

В исследованиях использовался форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда, детальное описание конструкции которого представлено в [8]. Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1.

Конструкция источника включает в себя стержневой катод 1, выполненный из меди, рабочей поверхностью которого является торцевая часть. Катод заключен в керамическую трубку 2, которая обеспечивает электрическую изоляцию электрода. Анод 3 представляет собой медный полый цилиндр, в основании которого выполнено эмиссионное окно, перекрытое мелкоструктурной сеткой 4 из нержавеющей стали. Диаметр эмиссионного окна составляет 90 мм. Зажигание дугового разряда осуществляется вспомогательным разрядом по поверхности керамики между катодом 1 и поджигающим электродом 5.

Ускоряющий промежуток образован эмиссионной сеткой 4 и экстрактором 6, который представляет собой сетчатый электрод из нержавеющей стали. Электрическое разделение электродов ускоряющего промежутка обеспечивается с помощью высоковольтного капролонового изолятора 7.

Плазменный источник электронов размещался на фланце 8 вакуумной камеры, откачка которой осуществлялась механическим форвакуумным насосом. Давление p (3–20 Па) регулировалось непосредственным напуском в вакуумную камеру рабочего газа, в качестве которого использовался воздух.

Для зажигания дугового разряда, обеспечивающего генерацию эмиссионной плазмы, использовался

генератор поджигающих импульсов 9. Питание дуги осуществлялось с помощью импульсного блока питания разряда 10, а извлечение электронов из плазмы и их ускорение осуществлялось блоком постоянного ускоряющего напряжения 11. Усредненный по импульсу ток I_d разряда составлял 25–30 А, а длительность импульсов составляла 1,8 мс. Напряжение на ускоряющем промежутке изменялось в диапазоне $U_a = 8–12$ кВ.

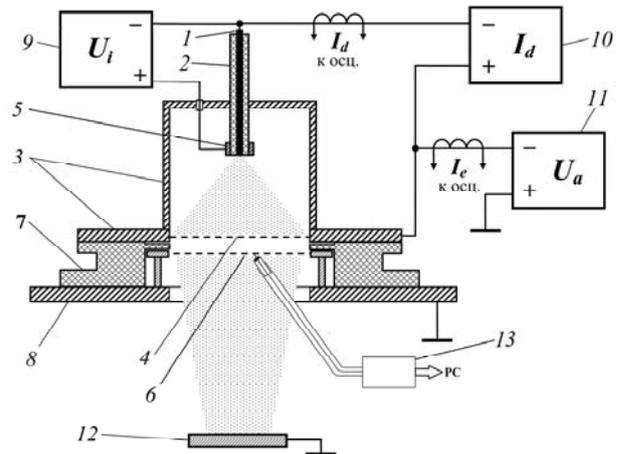


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:

- 1 – катод; 2 – керамический изолятор; 3 – анод;
- 4 – эмиссионный электрод (анодная сетка);
- 5 – поджигающий электрод; 6 – ускоряющий электрод (экстрактор); 7 – высоковольтный изолятор;
- 8 – фланец вакуумной камеры; 9 – генератор поджигающих импульсов; 10 – импульсный блок питания разряда;
- 11 – высоковольтный блок постоянного ускоряющего напряжения; 12 – коллектор; 13 – оптический спектрометр

Измерения токов I_d разряда и I_e эмиссии осуществлялись с помощью трансформаторов тока. Параметры электронного пучка фиксировались с помощью цилиндра Фарадея 12 и трансформатора тока.

Исследования оптических спектров излучения при пробое ускоряющего промежутка осуществлялись с помощью спектрометра 13 («Ocean Optics 2000USB»). Оптический спектрометр «Ocean Optics 2000USB» обеспечивает измерение спектральных линий в диапазоне длин волн 200–1100 нм. Сигнал на спектрометр подавался через оптоволокну от защищенного кварцевым стеклом оптического зонда, размещенного в вакуумной камере. Оптический зонд размещался на расстоянии 7 мм от экстрактора, а входная апертура зонда была направлена на ускоряющий промежуток так, чтобы охватывалась большая часть ускоряющего промежутка. Идентификация наблюдаемых в эксперименте линий излучения проводилась по [9–11].

Результаты экспериментов и их анализ

Регистрация пробоя промежутка осуществлялась по напряжению U_a на ускоряющем промежутке плазменного источника и осциллограммам тока I_e эмиссии. При пробое ускоряющего промежутка ток I_e эмиссии резко возрастает, и затем спадает до 0 за

времена порядка сотен микросекунд, а напряжение U_a на ускоряющем промежутке резко падает до 0. Для сравнения на рис. 2 приведены осциллограммы тока эмиссии I_e и ускоряющего напряжения U_a при нормальной генерации пучка (а) и при пробое ускоряющего промежутка (б).

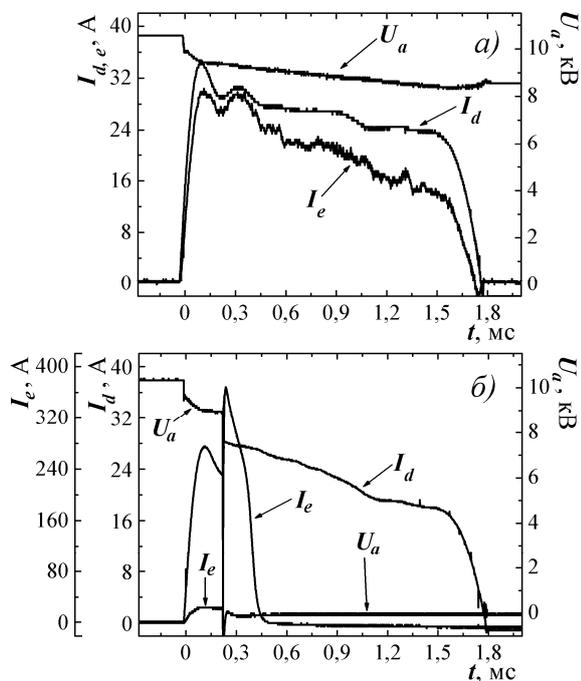


Рис. 2. Осциллограммы токов I_d разряда и I_e пучка при генерации электронного пучка (а) и при пробое ускоряющего промежутка (б)

На рис. 3 представлены оптические спектры излучения при генерации электронного пучка (а) и при пробое ускоряющего промежутка (б).

При нормальной генерации электронного пучка (см. рис. 3, а) в оптическом спектре излучения наблюдаются спектральные линии, соответствующие использованному рабочему газу. В форвакуумном диапазоне давлений при использовании только механического насоса остаточная атмосфера в основном состоит из азота, кислорода и паров воды. Поэтому в оптическом спектре наблюдаются как атомарные спектральные линии Н и О, так и молекулярные линии N_2 , а пары воды в спектре представлены спектральными линиями молекул ОН. При этом согласно [11], помимо спектральной линии ОН, наблюдаемые в оптическом спектре линии атомарных кислорода (О) и водорода (Н), также могут быть обусловлены наличием паров воды. В условиях нормальной генерации электронного пучка, помимо нейтральных спектральных линий молекул и атомов, также наблюдаются линии однозарядных ионов N_2^+ , наиболее интенсивные из которых 391,4 и 427,1 нм.

При пробое ускоряющего промежутка источника (рис. 3, б) значительно увеличивается интенсивность спектральных линий и появляются различные дополнительные линии газа и металла (Fe). При этом спектральные линии газов доминируют над линиями металла как по количеству, так и по интен-

сивности линий. Кроме того, интенсивность линий излучения нейтрального молекулярного азота N_2 превышает интенсивность линий ионов N_2^+ , а также линий нейтральных ОН и О. В диапазоне длин волн $\lambda = 574\text{--}775$ нм при пробое в оптическом спектре излучения появляются три группы спектральных линий, которые согласно [12] относятся к первой системе излучения молекул азота N_2 (FPS).

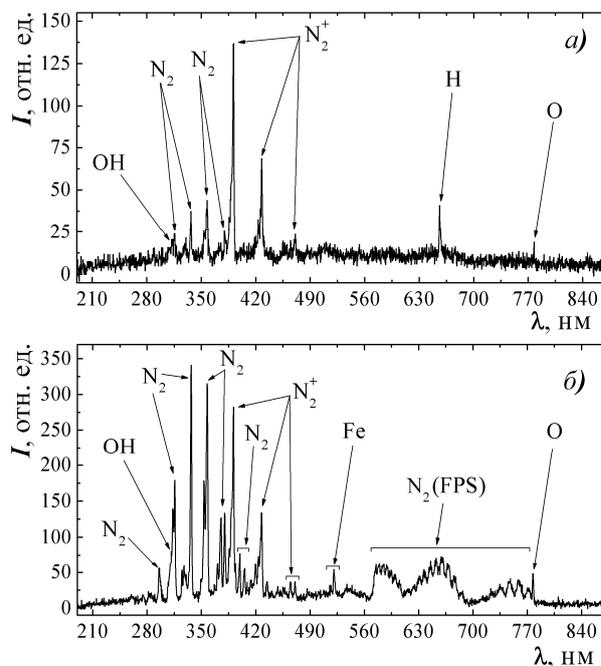


Рис. 3. Спектры оптического излучения при нормальной генерации электронного пучка (а) и при пробое ускоряющего промежутка (б). Давление $p = 15$ Па

В оптическом спектре излучения при пробое ускоряющего промежутка из спектральных линий металлов различимы только линии железа Fe, что обусловлено его процентным содержанием (более 70%) в сплаве (нержавеющая сталь), из которого изготовлены электроды ускоряющего промежутка. При этом различимы только линии, соответствующие излучению нейтральных атомов Fe.

Доминирование спектральных линий атомов и молекул рабочего газа, а также присутствие линий ионов азота N_2^+ позволяет заключить, что пробой ускоряющего промежутка форвакуумного плазменного источника обусловлен зажиганием газового разряда. При этом на начальном этапе развития пробоя ускоряющего промежутка на эмиссионном электроде может формироваться катодное пятно, которое способствует развитию газового разряда в ускоряющем промежутке. О формировании катодного пятна свидетельствуют спектральные линии металла, входящего в состав сплава, из которого изготовлен эмиссионный электрод плазменного источника.

Заключение

Проведены исследования оптического спектра излучения при пробое ускоряющего промежутка импульсного широкоапертурного плазменного источника электронов, функционирующего в форваку-

умном диапазоне давлений. Установлено, что в оптическом спектре излучения пробоя доминируют спектральные линии атомов и молекул рабочего газа, а также наблюдаются ионы рабочего газа. Наличие спектральных линий металла свидетельствует о формировании катодного пятна на эмиссионном электроде, что способствует развитию газового разряда в ускоряющем промежутке источника.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 16-38-00224 мол_а.

Литература

1. 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 Science and Technology*. – 2010. – Vol. 19, No. 5. – P. 055003.
2. Бурдовицин В.А., Гулькина В.С., Медовник А.В., Окс Е.М. Компенсация заряда изолированной мишени при облучении импульсным электронным пучком в форвакуумной области давлений // *Журнал технической физики*. – 2013. – Т. 83, № 12. – С. 134–136.
3. Бурдовицин А.В., Куземченко М.Н., Окс Е.М. Об электрической прочности ускоряющего промежутка плазменного источника электронов в форвакуумном диапазоне давлений // *Журнал технической физики*. – 2002. – Т. 72, № 7. – С. 134–136.
4. Бурдовицин В.А., Гореев А.К., Климов А.С., Зенин А.А., Окс Е.М. Расширение рабочего диапазона форвакуумных плазменных источников электронов в область более высоких давлений // *Журнал технической физики*. – 2012. – Т. 82, вып. 8. – С. 62–66.
5. Медовник А.В., Бурдовицин В.А., Окс Е.М. Формирование импульсного электронного пучка в системе с плазменным катодом в форвакуумной области давлений // *Изв. вузов. Физика*. – 2010. – Т. 53, № 2. – С. 27–32.
6. Vorobyov M.S., Denisov V.V., Koval N.N. The multiarc plasma cathode electron source // *Proceedings – international symposium on discharges and electrical insulation in vacuum, ISDEIV*. – 2012. – P. 615–618.
7. Груздев В.А., Залесский В.Г. Физические процессы формирования электронных пучков в плазменных источниках // *Вестник Полоцкого гос. ун-та*. – 2007. – Сер. С. – № 9. – С. 2–14.
8. Казаков А.В., Бурдовицин 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. Стриганов А.Р. Таблицы спектральных линий нейтральных и ионизованных атомов / А.Р. Стриганов, Н.С. Свентицкий. – М.: Атомиздат, 1966. – 899 с.
10. Lofthus A. The spectrum of molecular nitrogen / A. Lofthus, P. H. Krupenie // *Journal of Physical and Chemical Reference Data*. – 1977. – Vol. 6, No. 1. – P. 113–307.
11. Matsutani A. Characterization of H₂O-inductively coupled plasma for dry etching / A. Matsutani, H. Ohtsuki, F. Koyama // *Journal of Physics: Conference Series*. – 2008. – Vol. 100, No. 6. – P. 062022.
12. Lock E.H. et al. Global model for plasmas generated by electron beams in low-pressure nitrogen // *Journal of Physics D: Applied Physics*. – 2014. – Vol. 47, No. 42. – P. 425206.

УДК 537.533

А.С. Климов, А.А. Зенин, А.А. Кузнецов, Ю.Г. Юшков

Особенности электронно-лучевого испарения керамики на основе оксида алюминия в форвакуумной области давлений

Представлено исследование процесса электронно-лучевого испарения и осаждения из паровой фазы керамических материалов в форвакуумной области давления. Для испарения керамики на основе оксида алюминия использовался плазменный электронный источник, специально созданный для работы в форвакуумной области давлений. Определена зависимость толщины напыляемого покрытия от расстояния до испаряемой мишени и угла между осью электронного пучка и направлением на центр подложки. Показано, что в форвакуумной области давлений пространственное распределение толщины покрытий более равномерное по сравнению с напылением в высоком вакууме. Это обстоятельство может быть связано с рассеянием частиц испаренного вещества на молекулах газа при высоком давлении.

Ключевые слова: электронно-лучевое испарение, плазменный электронный источник, форвакуумная область давлений, зарядка поверхности диэлектрика.

Одной из основных особенностей электронно-лучевого облучения материалов является возможность достижения высоких значений плотности мощности, по этому параметру электронный пучок намного превосходит другие известные источники нагрева [1], уступая в некоторых случаях лишь лазерному излучению. Концентрация сравнительно высокой мощности на малой площади обуславливает локальный нагрев материалов, что особенно важно при обработке различных тугоплавких металлов

и сплавов с минимальным изменением исходной структуры материала в зоне термического воздействия. В отличие от металлов электронно-лучевая обработка непроводящих материалов (диэлектриков) имеет свои особенности, связанные в первую очередь с необходимостью нейтрализации заряда приносимого электронами пучка на облучаемую непроводящую поверхность [2]. Одним из решений данной проблемы является использование форвакуумных плазменных электронных источников, способ-

ных генерировать электронные пучки в области повышенных, по сравнению с традиционной для электронных источников областью, давлений. Компенсация отрицательного поверхностного заряда при давлениях 5–20 Па осуществляется как за счет потока ионов из пучковой плазмы, а также за счет потока из плазмы несамостоятельного разряда, возникающего между облучаемой мишенью и заземленными стенками вакуумной камеры [3]. Эффективность передачи энергии электронного пучка облучаемой диэлектрической мишени в форвакуумной области давлений продемонстрирована на примере сварки и плавки керамических изделий [4, 5], упрочнения поверхности [6]. Другим применением электронного пучка в области повышенных давлений может являться испарение непроводящих (в частности, керамических) материалов с последующим осаждением покрытий в вакууме. Ускоренные электроны пучка при попадании на испаряемый материал передают свою кинетическую энергию и вызывают значительный нагрев тонкого поверхностного слоя, толщина которого не превышает единиц микрометров. А поскольку испарение материала происходит именно с его поверхности, то такой способ нагрева наиболее эффективен по сравнению с другими его видами. Возможность непосредственной электронно-лучевой обработки диэлектрических материалов является ключевой особенностью форвакуумных плазменных электронных источников, а применительно к испарению диэлектриков возможна реализация и бестигельного испарения. Таким образом, эффективность процесса испарения может быть значительно повышена. Цель настоящей работы заключалась в реализации процесса и исследовании особенностей электронно-лучевого испарения диэлектрических (в частности, керамических) материалов в форвакуумной области давлений.

Техника эксперимента

Основными исследуемыми в работе параметрами испарения керамики являлась зависимость толщины осаждаемой пленки от пространственного расположения подложки, на которую происходило напыление. В экспериментах подложки располагались на различном расстоянии от испаряемой мишени, а также на разных углах от оси пучка при фиксированном расстоянии. Эксперименты проводились на вакуумной установке (рис. 1), оснащенной плазменным электронным источником на основе разряда с полым катодом цилиндрической формы. Электронный источник формировал узкофокусированный электронный пучок в условиях форвакуума. Рабочее давление в вакуумной камере составляло 10 Па и поддерживалось напуском газа непосредственно в камеру. Источник функционировал в изобарическом режиме, т.е. без напуска газа в катодную полость. Такой режим характерен для форвакуумных плазменных электронных источников и определяет их основную особенность.

В качестве испаряемого материала использовалась керамика на основе оксида алюминия – ВК94-1.

Испаряемый образец в виде диска диаметром 14 мм и высотой 5 мм устанавливался в углубление в графитовом тигле, который с вою очередь помещался в вакуумную камеру и располагался в плоскости падения электронного пучка на его оси.

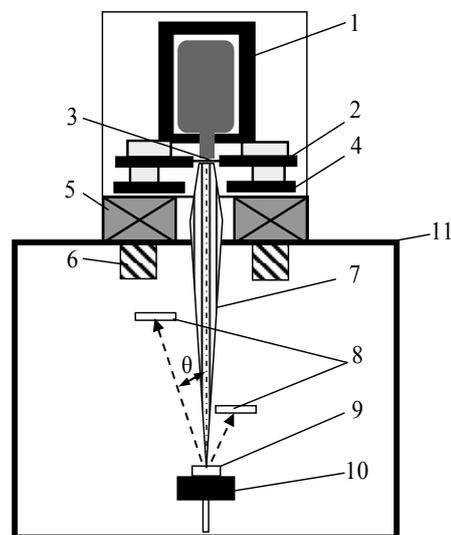


Рис. 1. Схема эксперимента: 1 – полый катод; 2 – анод; 3 – эмитсионный электрод (перфорированная пластина); 4 – ускоряющий электрод (экстрактор); 5 – фокусирующий соленоид; 6 – магнитная система отклонения; 7 – электронный пучок; 8 – подложки; 9 – испаряемый образец; 10 – графитовый держатель; 11 – вакуумная камера

Обеспечение достаточной для испарения керамики величины тока пучка достигалось за счет использования эмиссии из 120 отверстий диаметром 0,7 мм, расположенных в эмитсионном электроде (аноде) источника. При ускоряющем напряжении 10 кВ и токе пучка 50 мА плотность мощности на мишени достигала 800 Вт/см^2 . Подложки размерами $15 \times 20 \text{ мм}$ из стекла толщиной 2 мм располагались на расстояниях от испаряемой мишени, кратных 2,5–3 см, и при фиксированном угле между осью пучка и направлением на центр подложки (см. рис. 1). Расстояние до первой подложки составляло 4,5 см, до последней – 19,5 см. С целью предотвращения разрушения образца за счет термомеханических напряжений при электронно-лучевом облучении процессу испарения предшествовал равномерный прогрев расфокусированным электронным пучком в течение 10 мин. Через 20 мин электронный пучок фокусировался на образце и при плотности мощности 600 Вт/см^2 начинался процесс интенсивного испарения керамики. Испарение при неизменном уровне плотности мощности пучка занимало 20 мин.

Одним из основных параметров, характеризующих испаритель, является пространственное распределение паров испаряемого материала. С целью определения такого распределения использовалось измерение толщины пленок, напыляемых на подложки, равномерно расположенные на внутренней поверхности полусферы, в центре которой располагается испаряемый образец (рис. 2).

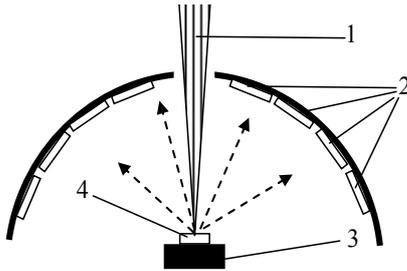


Рис. 2. Схема измерения углового распределения испаренного материала: 1 – электронный пучок; 2 – подложки; 3 – графитовый тигель; 4 – керамический образец

По известному углу между осью пучка и направлением на центр подложки, а также измеренной толщине пленки строилось угловое распределение толщины. Толщина пленок определялась с помощью микроинтерферометра МИИ-4М по стандартной методике.

Результаты работы и их анализ

Процесс испарения различных материалов в высоком вакууме достаточно хорошо изучен. В работе [7] рассмотрено электронно-лучевое испарение из точечного источника, различных проволочных источников, а также источника типа двумерной площадки. В случае испарения из двумерной площадки, имеющего место в условиях настоящего эксперимента, распределение толщины напыленного слоя в зависимости от расстояния считается подчиняющимся закону Кнудсена (закону косинусов):

$$h = \frac{m}{\rho r} \cdot \frac{\cos^2 \theta}{r^2}, \quad (1)$$

где h – толщина пленки на подложке, м; m – масса материала, испаряющегося в единицу времени, кг/с; ρ – плотность испаряемого материала, кг/м³; r – расстояние от источника до подложки, м; θ – угол между нормалью и направлением на центр подложки.

Согласно этому закону в единицу времени на площадку единичной площади осаждается масса вещества обратно пропорциональная расстоянию от источника до подложки.

Экспериментальные исследования показали, что в случае электронно-лучевого испарения в форвакуумной области давлений толщина напыляемой пленки монотонно уменьшается с ростом расстояния от испаряемого материала до подложки (рис. 3). Точки экспериментальной зависимости ложатся ниже по сравнению с теоретическим распределением по закону косинусов (1), что может быть связано с рассеянием паров испаренного материала при движении их до подложки в условиях повышенного давления в вакуумной камере.

Еще одним результатом, отличающим электронно-лучевое испарение в форвакуумной области давлений, является более равномерное угловое распределение испаренного материала.

На рис. 4 представлен результат измерения толщины пленок осаждаемых на подложках, расположенных на внутренней области полусферической

поверхности, в центре которой расположен испаряемый образец.

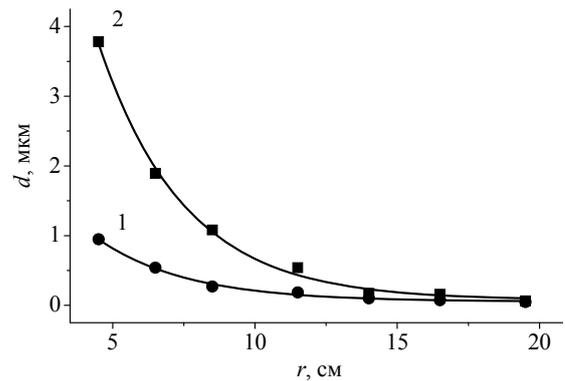


Рис. 3. Зависимость толщины пленки от расстояния до источника. Давление 10 Па: 1 – в атмосфере кислорода, 2 – в остаточной атмосфере вакуумной камеры

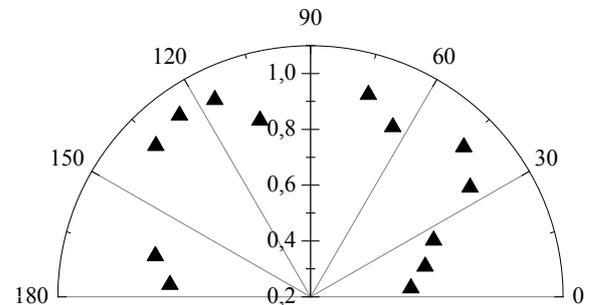


Рис. 4. Угловое распределение паров испаренного материала. Плотность мощности 600 Вт/см², давление 8 Па

Основная масса испаренного материала достигает подложки и осаждается достаточно равномерно вплоть до углов $\pm 45^\circ$ от оси пучка (рис. 5).

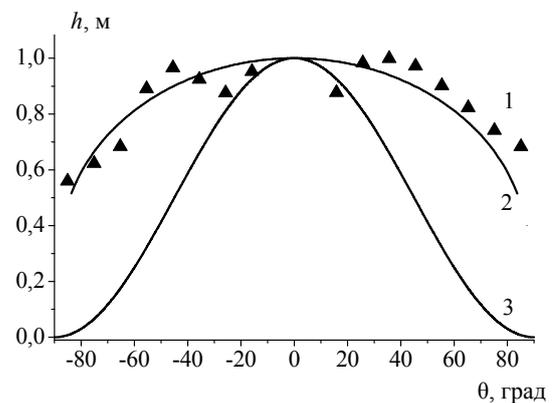


Рис. 5. Угловое распределение толщины пленки h : 1 – экспериментальные данные; 2 – аппроксимация экспериментальных данных; 3 – расчет по закону косинусов

На том же рисунке для сравнения приведено угловое распределение, рассчитанное по закону косинуса (кривая 3). Изменение параметров электронного пучка практически не влияет на вид распределения.

Заключение

Электронно-лучевое облучение керамических материалов в форвакуумной области давлений позволяет производить их испарение с последующим

осаждением из паровой фазы. При этом не возникает проблемы накопления отрицательного заряда на облучаемой поверхности. Толщина получаемых покрытий более равномерная по сравнению с напылением в высоком вакууме. Это обстоятельство может быть связано с рассеянием частиц испаренного вещества на молекулах газа при высоком давлении.

Работа поддержана грантом РФФИ № 15-38-20264.

Литература

1. Рыкалин Н.Н. Основы электронно-лучевой обработки материалов. – М.: Машиностроение, 1978. – 239 с.
2. Филачев А.М. Проблемы электронно-лучевой обработки диэлектриков / А.М. Филачев, Б.И. Фукус // Прикладная физика. – 1996. – № 3. – С. 39–46.
3. 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 Sci. Technol. – 2010. – № 19. – P. 055003.

4. Бурдовицин В.А., Климов А.С., Окс Е.М. О возможности электронно-лучевой обработки диэлектриков плазменным источником электронов в форвакуумной области давлений // Письма в ЖТФ. – 2009. – Т. 35, №. 11. – С. 61015066.

5. Зенин А.А. Электронно-лучевая пайка алюмооксидной керамики с металлом с применением форвакуумного плазменного источника электронов / А.А. Зенин, А.С. Климов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 1 (27). – С. 10–13.

6. 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. 1–6.

7. Holland L., Steckelmacher W. Vacuum. – 1952. – Vol. 2, № 4. – 346 p.

УДК 537.533.9

А.А. Зенин, Ч.А. Кужугет, А.С. Климов

Электронно-лучевая обработка боросиликатных стекол форвакуумным плазменным источником электронов

Представлены результаты электронно-лучевой модификации поверхности образцов из боросиликатного стекла в форвакуумной области давлений. Определены режимы электронно-лучевой обработки, приводящие к модификации приповерхностного слоя и изменению его фазового состава. Исследование изменений в структуре поверхности образцов, подвергшихся облучению, осуществлялось косвенными методами посредством измерения оптических параметров.

Ключевые слова: боросиликатное стекло, электронный пучок, обработка поверхности, плазменный источник электронов, оптические параметры, эллипсометрия, ИК-спектроскопия.

Создание и развитие нового оборудования и приборов с уникальными параметрами зачастую обусловлены появлением материалов с улучшенными свойствами. В настоящее время перспективным способом обработки поверхности материалов является плазменная и электронно-лучевая обработка, заключающаяся в воздействии заряженных частиц на приповерхностный слой материала, с целью изменения оптических, механических, коррозионных и иных характеристик. Источники электронов традиционно работают в высоком вакууме (10^{-1} – 10^{-5} Па) и предназначены в основном для обработки проводящих материалов [1]. Обработка диэлектриков и изолированных образцов в высоком вакууме электронным пучком низкоэффективна, что связано с накоплением на облучаемой поверхности отрицательного заряда, приносимого электронами пучка. Зарядка поверхности до величины, соответствующей практически полному ускоряющему напряжению, приводит к изменению траектории электронного пучка вплоть до отражения его от облучаемой поверхности. Указанное обстоятельство требует привлечения специальных средств компенсации заряда [2]. При переходе от высокого вакуума в форвакуумную об-

ласть давлений (5–50 Па) и использовании плазменных источников электронов [3] проблема компенсации поверхностного разряда решается за счет генерации пучковой плазмы, возникающей по мере прохождения пучка через остаточную атмосферу вакуумной камеры, а также за счет и несамостоятельного тлеющего разряда, горящего между облучаемым образцом и заземленными стенками вакуумной камеры [4]. При таких условиях плазменные источники электронов обеспечивают возможность обработки поверхности непроводящих материалов без привлечения специального оборудования и технологий нейтрализации заряда [5].

В представленной работе рассматривается влияние электронно-лучевой обработки поверхности боросиликатного стекла на его оптические свойства. Оценка изменения структуры поверхности обработанных образцов до и после обработки осуществляется через измерение основных оптических параметров.

Для обработки образцов боросиликатного стекла использовался форвакуумный плазменный источник электронов, функционирующий в диапазоне давлений 5–50 Па, максимальной плотностью мощ-

ности пучка в зоне обработки до 10^5 Вт/см² [6]. Схема эксперимента показана на рис. 1.

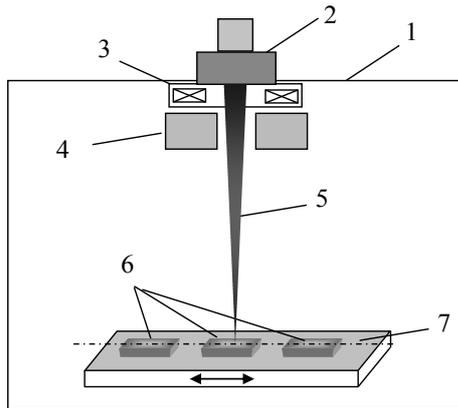


Рис. 1. Схематическое изображение экспериментальной установки: 1 – вакуумная камера; 2 – форвакуумный плазменный источник электронов; 3 – система фокусировки; 4 – система отклонения; 5 – пучок электронов; 6 – облучаемые образцы; 7 – система перемещения образцов

Методика проведения экспериментов заключалась в следующем: очищенные и обезжиренные образцы боросиликатного стекла 6 закреплялись на системе перемещения образцов 7 и помещались в вакуумную камеру 1, в верхней части которой установлен форвакуумный плазменный источник электронов 2, имеющий систему фокусировки 3 и отклонения 4 электронного пучка.

В качестве рабочего газа использовался гелий, напуск рабочего газа производился в вакуумную камеру. Откачка камеры проводилась форвакуумным насосом до давления 3 Па, затем вакуумная камера промывалась гелием в течение 5 мин. После стабилизации рабочего давления на уровне 30 Па включался источник электронов, формирующий электронный пучок диаметром 2 мм и энергией 10 кэВ. Позиционирование электронного пучка на середину облучаемого образца осуществлялось системой отклонения 4. С помощью системы перемещения 7 образцы двигались поперек пучка с равномерной скоростью.

Электронно-лучевая обработка осуществлялась при трех различных значениях плотности мощности пучка – 300, 400 и 600 Вт/см². В качестве образцов использовались пластинки из боросиликатного стекла шириной 1,5, длиной 5 и толщиной 0,2 см. Для исследования изменения оптических параметров поверхности исследуемых образцов до и после электронно-лучевой обработки использовались методы ИК-спектроскопии и эллипсометрии.

Эллипсометрия по поляризационному состоянию электромагнитного излучения при отражении от исследуемого образца позволяет определить такие оптические параметры, как показатели преломления n и поглощения k . Показатель преломления в зависимости от типа химической связи, кристаллической структуры и размера зерен различен для каждого материала. Для стекла его значение лежит в

пределах 1,5. Показатель поглощения характеризуется поглощением света средой кристалла, определяется природой вещества и зависит от длины волны падающего излучения. Помимо этого, имеется коэффициент отражения R , который так же, как и показатель поглощения, зависит от длины волны падающего излучения. Коэффициент R можно найти по известным значениям показателей k и n .

Коэффициент отражения при падении излучения на поверхность исследуемого образца разлагается на две составляющие: параллельную и перпендикулярную. При падении излучения под углом Брюстера, когда отраженный луч полностью поляризован, параллельная составляющая коэффициента отражения минимальна. Перпендикулярная составляющая коэффициента отражения приближенно находится по следующей формуле:

$$R = \frac{(n - \cos\varphi)^2 + k^2}{(n + \cos\varphi)^2 + k^2}, \quad (1)$$

где φ – угол падения излучения к нормали поверхности.

При нормальном падении, когда $\varphi = 0$, перпендикулярная и параллельная составляющие не отличаются, в этом случае коэффициент отражения определяется по формуле Френеля:

$$R = \frac{(n-1)^2 + k^2}{(n+1)^2 + k^2}. \quad (2)$$

Измерение значений показателей n и k проводилось на лазерном эллипсометре ЛЭФ-72. Измерение проводилось в нескольких точках поверхности необработанного и обработанных образцов стекла при длине волны 632,8 нм и угле падения излучения 45°. В табл. 1 представлены значения n , k и R исходного стекла и обработанного при трех режимах.

Как видно из табл. 1, коэффициент отражения после обработки уменьшается более чем на 50% от значения данного коэффициента у необработанного стекла.

Таблица 1

Значения оптических параметров образцов стекла

Плотность мощности пучка, Вт/см ²	Показатель преломления n	Коэффициент поглощения k	Коэффициент отражения R , отн. ед.
Исходный образец	1,58	0,66	0,25
300	1,67	0,67	0,14
400	1,5	0,56	0,12
600	1,7	0,77	0,16

Для выявления изменения спектра исследуемых образцов до и после обработки данные образцы исследовались на отражение в ИК-Фурье-спектрометре «Инфралом FT-801». На рис. 2 представлены ИК-спектры отражения исходного стекла и обработанных при трех режимах.

В табл. 2 представлены выявленные полосы отражения в исследуемых образцах.

Изменения в ИК-спектрах отражения исследуемых образцов стекла могут быть связаны с измене-

нием структуры поверхности. Для образца, обработанного при плотности мощности пучка 600 Вт/см^2 , наблюдается исчезновение полосы $\nu = 763 \text{ см}^{-1}$. По данным источника литературы [7], данная полоса характерна для кристаллической структуры. Тогда можно говорить о том, что при увеличении плотности мощности электронного пучка наблюдается изменение приповерхностной области, за счет чего структура стекла становится более аморфной.

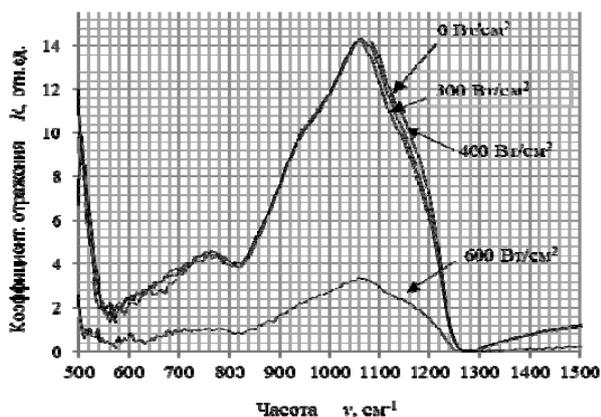


Рис. 2. ИК-спектры отражения исходного стекла и обработанных при трех режимах

Таблица 2

ИК-полосы отражения для образцов стекла

Плотность мощности пучка, Вт/см ²	I пик		II пик	
	$\nu, \text{см}^{-1}$			
Исходный образец	763		1064	
300	763		1068	
400	763		1068	
600	–		1068	

Также для данного обработанного образца наблюдается значительное уменьшение интенсивности основной полосы $\nu = 1068 \text{ см}^{-1}$. Такое изменение в образцах стекла после обработки определяется структурой стекла, так как в его структуре имеются

упорядоченные зоны, несмотря на аморфность исследуемого материала. И при увеличении плотности мощности электронного пучка наблюдается исчезновение упорядоченных зон, что отражается на его оптических параметрах. Поэтому при увеличении плотности мощности отражательная способность обработанных образцов стекла уменьшается.

Таким образом, в результате проделанной работы было установлено, что обработка поверхности стекла электронным пучком приводит к модификации приповерхностного слоя.

Работа поддержана грантом РФФИ 16-38-60032 мол_а_дк.

Литература

1. Кайдалов А.А. Электронно-лучевая сварка и смежные технологии. – Киев: Экотехнология. – 2004. – 260 с.
2. Гергардович У.Ф. Метод нейтрализации поверхностного заряда при анализе непроводящих образцов на масс-спектрометре вторичных ионов // Масс-спектрометрия. – 2012. – Т. 9, № 1. С. 53–57.
3. Бурдовицин В.А., Климов А.С., Окс Е.М. О возможности электронно-лучевой обработки диэлектриков плазменным источником электронов в форвакуумной области давлений // Письма в ЖТФ. – 2009. – Т. 35, № 11. – С. 61–66.
4. Бурдовицин В.А. и др. Потенциал диэлектрической мишени при ее облучении импульсным электронным пучком в форвакуумной области давлений // Журнал технической физики. – 2012. – Т. 82, № 10. – С. 103–108.
5. Казаков А.В., Климов А.С., Зенин А.А. Электронно-лучевой синтез диоксидциркониевой керамики // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – №. 2-2 (26). – С. 186–189.
6. Зенин А.А. Особенности фокусировки электронного пучка плазменного источника в форвакуумном диапазоне давлений / А.А. Зенин, И.Ю. Бакеев, Ю.А. Бурачевский, А.С. Климов, Е.М. Окс // Письма в ЖТФ. – 2016. – Т. 42, № 13. – С. 104–110.
7. Гавриленко В.И. Оптические свойства полупроводников: справочник / В.И. Гавриленко, А.М. Грехов, В.Г. Корбунек. – М., 1987. – 608 с.

Секция 9

БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – *Мещеряков Роман Валерьевич*, д.т.н., профессор, зав. каф. БИС,
проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа

Д.И. Игнатъева, А.В. Пятков, Е.Ю. Костюченко

Изменения в спектрограммах КЛП и на изображениях автокорреляции у фонем [т] и [т']

Описаны основные изменения в спектрограммах КЛП и изображениях автокорреляции для слогов, содержащие фонемы [т] и [т']. При различных расположениях фонемы в слоге были выделены особенности характера изменения. Высказаны предположения, нуждающиеся в проверке при дальнейших исследованиях. Высказано предположение о возможности и оптимальности объединения фонем в отношении изображений автокорреляции для составления математической модели оценки качества произнесения.

Ключевые слова: речевая реабилитация, спектрограмма КЛП, коэффициенты линейного предсказания, автокорреляция, основные подверженные изменениям фонемы, список слогов.

Диагностирование раковых заболеваний с локализацией на речеобразующих органах [1] привело к необходимости разработки методик речевой реабилитации после хирургического вмешательства, а также алгоритмов и методов оценки динамики процесса реабилитации. Ранее в рамках проекта при анализе записей пациентов был составлен список фонем, которые чаще всего подвергались изменениям в речи после операции [2], и проанализированы основные изменения для этих фонем на спектрограммах Фурье. Был создан алгоритм оценки качества произнесения фонем на основе выделенных изменений в спектрах. На данном этапе возникла необходимость анализа иных видов спектрограмм, а именно спектрограмм по коэффициентам линейного предсказания (далее – КЛП) и изображений автокорреляции. Для этого на основе слогов, содержащих наиболее подверженные изменениям фонемы, были сделаны два комплекта записей диктором женского пола: без изменений в произношении (со стандартным расположением активных органов речи) и с изменениями (с измененным каким-либо образом расположением активных органов). Задача достоверной имитации изменений, характерных именно для послеоперационных пациентов с раком органов речевого тракта, не ставилась. Для каждого различного расположения фонемы в слоге было записано 5 различных слогов, итого для каждой фонемы сформировано 15 записей.

Этот анализ проводился при помощи специального программного обеспечения – SIS II. Параметры для построения спектрограмм КЛП: размер окна – 80 точек, шаг – 2,67 мс, количество – 15. Параметры для построения изображений автокорреляции: размер окна – 256 точек, шаг – 5,33 мс. В обоих случаях использовалось взвешивающее окно Хэмминга [3].

Фонема [т]

На рис. 1 представлены спектрограммы КЛП для слогов, содержащих фонему [т]: рис. 1, 1а–3а – слоги без изменения в произношении фонемы, рис. 1, 1б–3б – с изменением в произношении фонемы. Здесь и далее на рисунках под цифрами 1 – слог, где изменяемая фонема в начале; 2 – фонема в середине; 3 – фонема в конце. У фонемы [т] сильно выражены различия в изменениях в спектрограммах в зависимости от расположения фонемы в той или иной части слога. Так, если фонема расположена в начале и конце, можно говорить об уменьшении ударного момента, характерного для фонемы [т], заметно уменьшение интенсивности. Наблюдается небольшое увеличение длительности произнесения, однако, измененная фонема [т] заполняет свободное пространство не полностью.

Говоря об изменениях при расположении фонемы в конце слога, необходимо упомянуть о появлении более низких частот. Увеличение длительности также характерно, но изменяется лишь момент окончания звука, момент начала звука остается неизменным.

Изменения на изображениях автокорреляции (рис. 2) слабо заметны. Наблюдается незначительное увеличение длительности (что может не характеризовать изменения, а лишь отражать манеру речи диктора, в связи с чем предположение нуждается в проверке). При расположении фонемы в конце слога можно сказать о некотором увеличении интенсивности средних частот. Основная рябь, характеризующая эту согласную, перемещается в нижнюю или среднюю полосу частот.

Фонема [т']

Если рассматривать спектрограммы слогов, в которых фонема [т'] расположена в середине или

начале слога, на изображениях с изменениями практически не заметны участки, характеризующие фонему: присутствуют лишь незначительные либо вовсе отсутствуют признаки наличия в данном отрезке какой-либо фонемы. Если фонема расположена в начале, после изменения она характеризуется лишь незначительными отображениями в высоком и среднем диапазоне частот. При расположении фонемы в конце слога, наблюдается уменьшение интенсивно-

сти, появление в звуке более низких частот, незначительное увеличение по длительности.

На изображениях автокорреляции для фонемы [т'] отмечаются те же изменения, что и для фонемы [т]. В связи с чем можно объединить эти две фонемы в отношении характеров изменения на изображениях автокорреляции, которые будут использоваться в дальнейшем при построении математической модели.

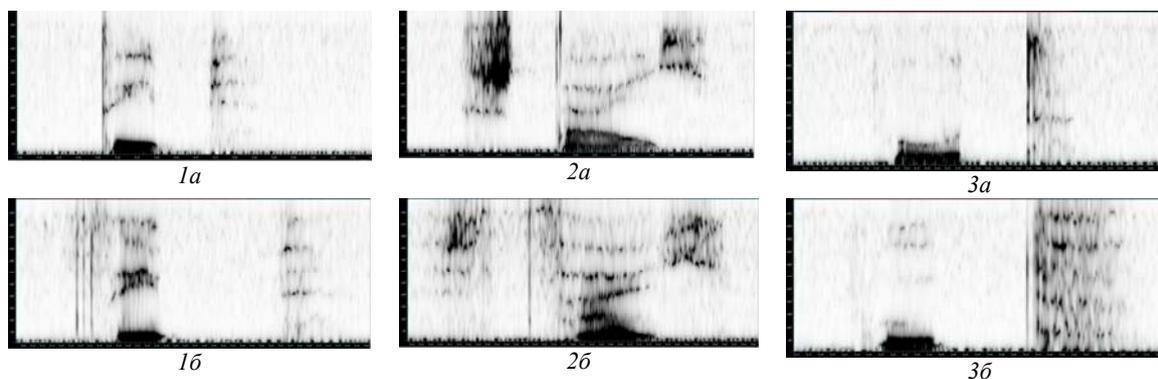


Рис. 1. Спектрограммы КЛП для записей слогов, содержащих фонему [т]

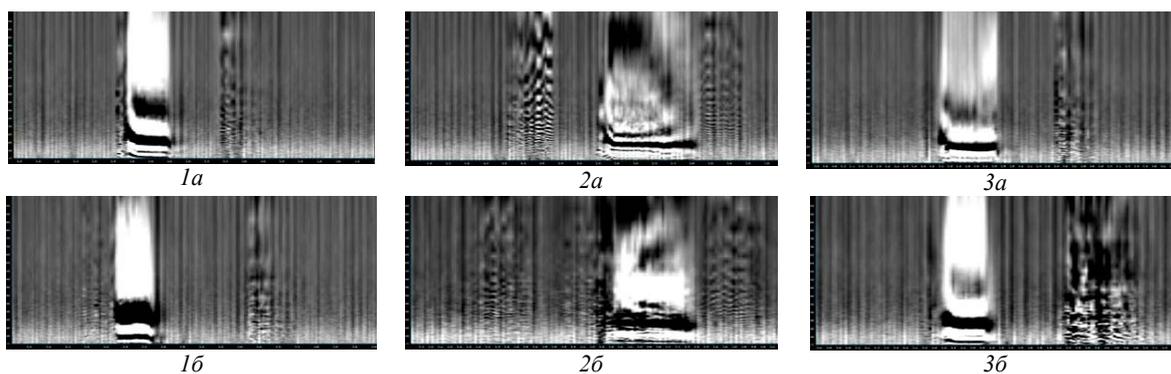


Рис. 2. Изображения автокорреляции для записей слогов, содержащих фонему [т]

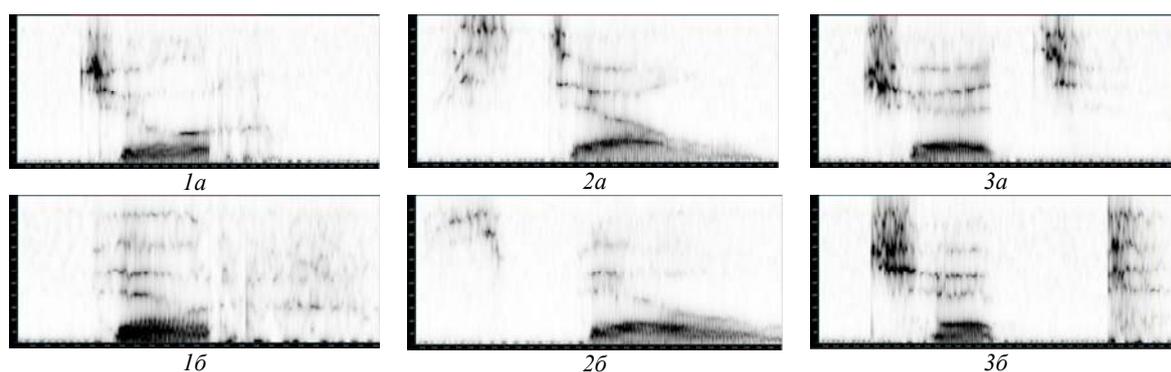


Рис. 3. Спектрограммы КЛП для записей слогов, содержащих фонему [т']

Заключение

На данном этапе исследований на основе списка фонем, которые наиболее подвержены изменениям и списка слогов на основе этих фонем были построены спектрограммы КЛП и изображения автокорреляции, а именно для слогов, содержащих [к] и [к']. Проанализированы спектрограммы и изображения, и на основе анализа были выделены основ-

ные изменения, которые можно будет использовать в дальнейшем при построении математической модели, которая позволит в динамике отслеживать процесс реабилитации пациентов. Были высказаны предположения, проверка которых может составить часть дальнейших исследований по анализу реальных записей пациентов.

В рамках анализа изображений автокорреляции и для фонемы [т], и для [т'] были выделены изменения одного характера, а именно увеличение длительности, усиление частот среднего диапазона (для расположенных в конце слога фонем). В спектрограммах КЛП изменения для фонем уже не совпадают. Для фонемы [т] характерно уменьшение интенсивности, уменьшение ударного момента, появление более низких частот. Такие же изменения характерны и для фонемы [т'], но только когда она расположена в конце слога. Если же фонема расположена вначале или середине, на изображении автокорреляции она фактически незаметна. Также было высказано предположение об увеличении длительности фонемы [т], однако это предположение нуждается в проверке в дальнейших исследованиях.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-15-00038).

УДК 004.934.2

А.В. Пятков, Д.И. Игнатъева, Е.Ю. Костюченко

Изменения на спектрограммах Фурье при произнесении фонем [т] и [т'] при речевой реабилитации

Проводится описание существующего способа оценки качества речи и описание исследований по этому способу. Также в работе анализируются записи слогов реальных пациентов, находящихся на стадии реабилитации после хирургического лечения онкологических заболеваний полости рта и ротоглотки. Записи были сделаны до и после операции, в данной работе объясняется такой подход. Для наблюдения фонем, наиболее заслуживающих внимание, составляется рейтинг ошибочных фонем, основываясь на результатах исследований записей пациентов. Проводятся исследования спектров Фурье всех записей слогов, содержащих в себе фонему [т], и на основе этих исследований делаются выводы, в соответствии с которыми возможно дальнейшее развитие проекта. В заключение приводятся основные результаты работы, а также ставится задача для дальнейших исследований.

Ключевые слова: оценка качества речи, речевая реабилитация, хирургическое лечение, оперативное лечение, фонема, спектр Фурье, согласный звук.

Онкологические заболевания полости рта и ротоглотки на настоящий момент являются актуальной проблемой, поскольку ежегодно в России обнаруживается более 7000 человек со злокачественными опухолями, локализованными в полости рта [1]. Эти заболевания лечатся путем хирургического вмешательства и удаления опухолей, в результате чего страдают речевые функции пациентов. В процессе речевой реабилитации пациентов необходимо проводить оценку качества речи. На настоящий момент для получения объективной оценки используется методика, основанная на применении методов, взятых из ГОСТа Р 50840–95 «Передача речи по трактам связи. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости» [2].

Эти методы были разработаны для оценки качества каналов передачи голосовой информации. Для использования их в данной работе они были переориентированы на оценку качества работы речеобразующего тракта. Оценка производится следующим образом: пациент читает таблицу из 200 слогов,

Литература

1. Status of cancer care the population of Russia in 2014 / A.D. Kaprin, V.V. Starinskiy, G.V. Petrova, Eds. – Moscow: MNIOI name of P.A. Herzen, 2015. – 236 p.
2. Speech quality measurement automation for patients with cancer of the oral cavity and oropharynx. / R. Mescheryakov, E. Kostyuchenko, D. Ignatieva, A. Pyatkov, E. Choynzonov, L. Balatskaya. – Moscow: Proceedings of International Conference on Control and Communications SIBCON, 2016.
3. SIS II. Специальное программное обеспечение криминалистического исследования фонограмм русской речи: руководство пользователя [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.speechpro.ru/upload/product-specificationdocument/file/SIS_II_UG_rus.pdf, свободный (дата обращения: 29.09.2016).
4. Рабинер Л.Р. Цифровая обработка речевых сигналов: пер. с англ. / Л.Р. Рабинер, Р.В. Шафер. – М.: Радио и связь, 1981. – 251 с.

а аудитор сравнивает услышанное с эталонными слогами из таблицы. Затем может быть подсчитана слоговая разборчивость как доля верных слогов, а также могут быть выявлены наиболее проблемные фонемы (что и делалось в ходе данной работы).

Данный подход, конечно, имеет некоторые недостатки. Один из них – необходимость наличия группы из нескольких аудиторов, что способствует снижению объективности оценки из-за индивидуальных слуховых особенностей экспертов.

Постановка задачи

Поскольку существующий на настоящий момент метод оценки качества речи имеет ряд недостатков (один из них – необходимость наличия группы из нескольких аудиторов, что способствует снижению объективности оценки из-за индивидуальных слуховых особенностей экспертов), данная работа направлена на поиск автоматизированных способов оценки качества речи при речевой реабилитации пациентов после хирургического лечения онкологических заболеваний полости рта и ротоглотки.

Этот поиск осуществляется путем анализа существующих записей пациентов и получения выводов об изменении качества речи.

В рамках предыдущих этапов [3] был выделен набор фонем, наиболее подверженных изменению. В рамках данной работы рассматривались изменения, происходящие в спектре Фурье одной из фонем – фонемы [t] [4].

Исследование спектров Фурье

Суть исследований заключалась в построении спектров Фурье одних и тех же слогов, записанных пациентами до оперативного хирургического лечения и после, а также в поиске значительной разницы между ними.

На рис. 1 продемонстрированы спектры Фурье записей слогов «шеть» и «тют» соответственно, сделанных до и после операции (сверху – до, снизу – после).

В верхней части верхнего графика можно наблюдать мягкую фонему [ш], за ней, в нижней трети графика, следует [а], после, также в верхней части, хорошо заметно затемнение небольшой ширины – это мягкая фонема [т].

На спектре Фурье, построенном по записи слога «шеть», сделанной после оперативного лечения, в верхней части заметна не так, как ранее, мягкая фо-

нема [ш], затем в нижней трети графика по-прежнему видно фонему [а], а уже после нее на графике практически невозможно разобрать какие-либо звуки.

В верхней части верхнего графика отчетливо видны как мягкая, так и твердая фонемы [т]. Сразу же за первой [т] видна структура фонемы [а], расположившейся от самого низа графика до его верхней части. Затем следует тишина на протяжении примерно десятой части секунды, а после – вторая фонема [т] (твердый звук).

На нижнем графике можно наблюдать различия от верхнего на интервалах от 0 с примерно до 0,5 с и примерно от 1 с до конца графика. В первой трети графика уже гораздо менее отчетливо видно изображение мягкого звука [т], по сравнению с верхним графиком. В последней трети графика можно наблюдать некое пятно, но на изображение фонемы [т] на верхнем графике оно мало похоже, а скорее напоминает растянутое по ширине изображение фонемы [ш] из слога «шеть».

Подобные различия типичны для всех исследованных записей слогов, содержащих в себе твердый или мягкий звук [т], и эти различия можно также наблюдать на рис. 2.

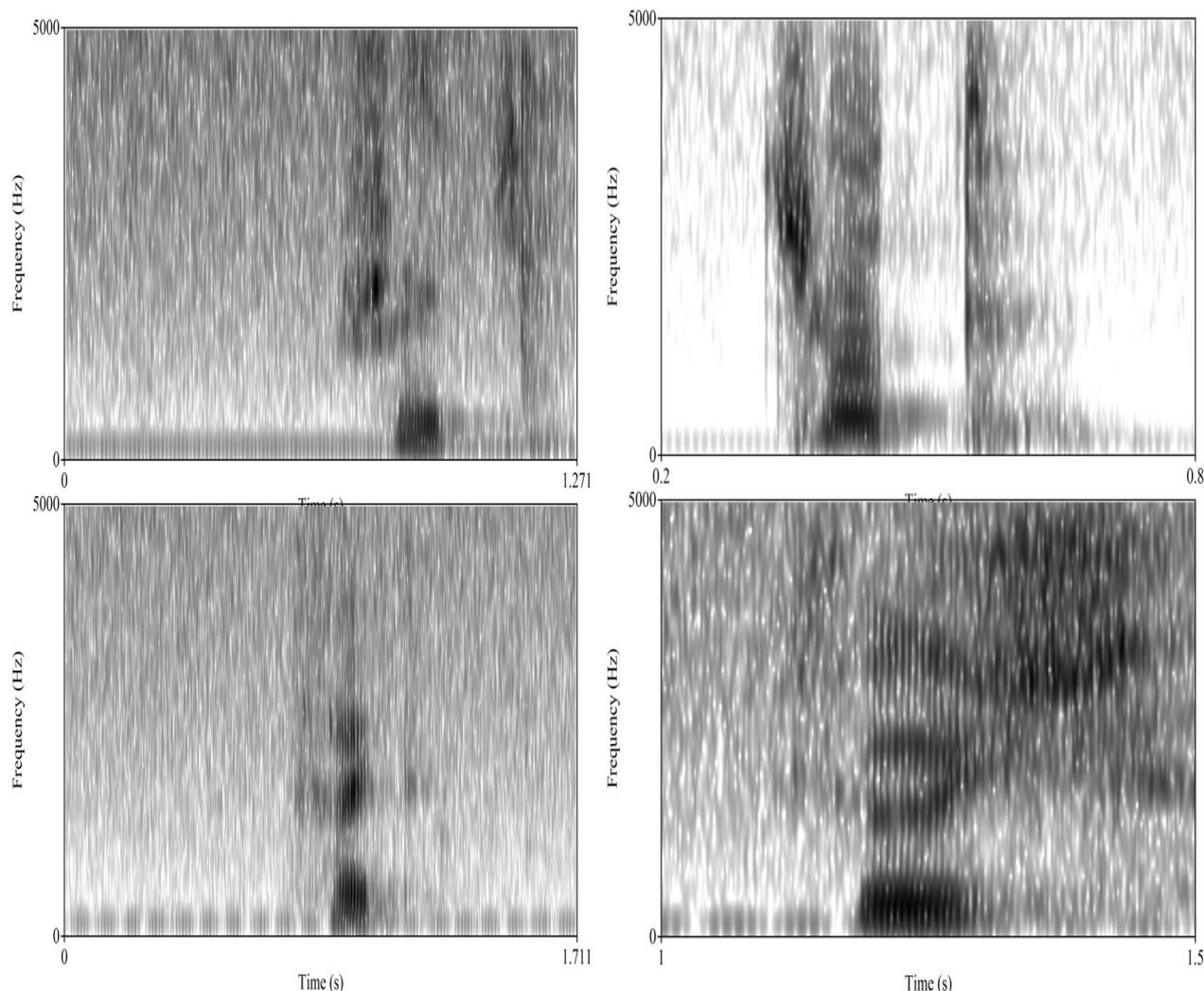


Рис. 1. Спектры Фурье записей слога «шеть» (слева) и «тют» (справа)

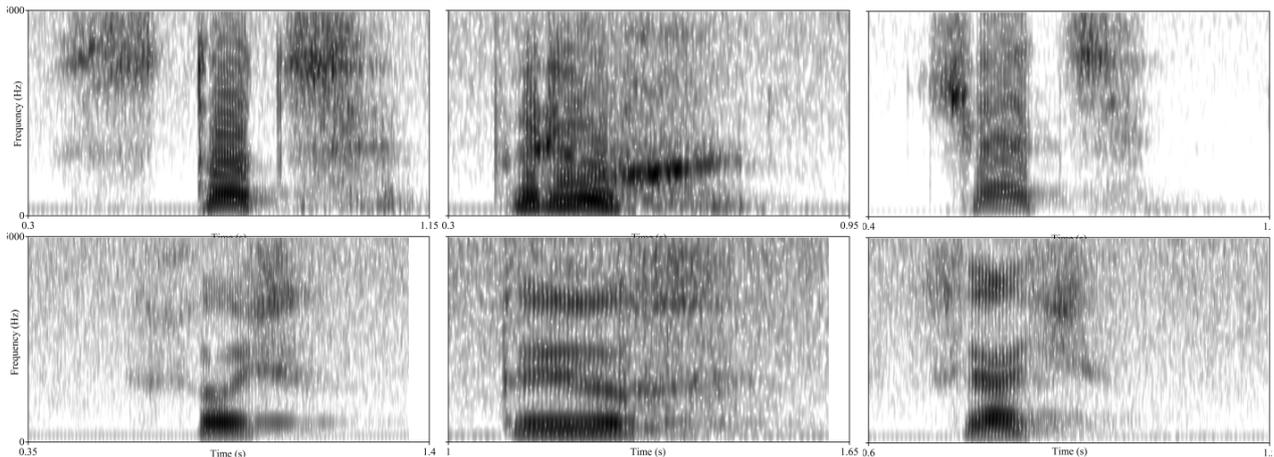


Рис. 2. Спектры Фурье записей слогов «стоц» (слева), «трух» (в центре), «чать» (справа)

В левой верхней части рисунка спектр Фурье начинается с плотного затемнения в области первой трети спектрограммы, это затемнение есть звук [с]. Затем посередине спектрограммы виден некий столбец с просветом в левой его части. Этот просвет разделяет звуки [т] и [о]. Если посмотреть на левую нижнюю часть рис. 3, то в этой области такая особенность не будет замечена (отчетливо видно только изображение звука [о]).

На спектре Фурье записи слога «трух», произнесенного корректно (верхняя средняя часть рисунка), началом изображения является тонкая вертикальная полоса, за которой следуют узкий и широкий столбцы (звуки [р] и [у]). На спектре Фурье записи слога «трух», произнесенного некорректно (нижняя средняя часть рисунка), отчетливо видно затемнение посередине спектрограммы, являющееся звуком [у], а слева от него лишь слабо заметная вертикальная полоса, скорее всего, являющаяся измененным звуком [р]. Таким образом, звук [т] целиком утратился.

Обращая внимание на спектр Фурье записи слога «чать», произнесенного корректно, можно явно разглядеть все три составляющие звука (столбец посередине – [а], пятно слева от него – [ч], справа – мягкий [т]). Изображение звука [т'] имеет достаточно большую ширину, основываясь на этом, можно сделать предположение, что звук произносился относительно долго. На спектре Фурье записи слога «чать», произнесенного некорректно, структура примерно похожа на свой эталонный аналог: посередине отчетливо проглядывается звук [а], однако изображения звуков [ч] и [т'] выглядят достаточно размытыми.

Стоит заметить, что все шипящие или свистящие звуки, как [с], [ц], [ш], [щ], [ч] и пр., имеют примерно одинаковую структуру на спектрах Фурье, таким образом, в последней трети левой верхней спектрограммы можно наблюдать затемнение, являющееся звуком [ц], похожее на затемнение в первой трети спектрограммы, т.е. на звук [с]. Подобное сходство можно заметить и в первой трети правой верхней спектрограммы (звук [ч]), хотя пятно значи-

тельно уже. Это объясняется тем, что звук был произнесен более быстро. Основываясь на этих наблюдениях, можно сделать вывод о том, что вышесказанное утверждение о малой изменчивости гласных звуков подтверждается, и о том, что основные особенности гласных звуков расположены преимущественно в нижней части спектра, а согласных – в верхней, а значит, значительные изменения можно наблюдать именно в этой части.

Заключение

В данной работе были выявлены проблемные слоги из четвертой таблицы слогов ГОСТа Р 50840–95 для каждого из четырех пациентов, а также был составлен рейтинг букв, в которых делались ошибки пациентами, и получен список из шести наиболее часто изменяемых фонем.

Помимо этого, был проведен анализ существующих записей слогов, содержащих фонему [т] и произнесенных пациентами, подвергшимися оперативному лечению онкологических заболеваний полости рта и ротоглотки. Были построены и проанализированы спектры Фурье для фонем, содержащих фонему [т], анализ которых дал повод для дальнейших исследований, а также была сформулирована задача для этих исследований: разработка средств автоматизированной оценки различий между соответствующими частями спектров Фурье.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-15-00038).

Литература

1. Kaprin A.D. Status of cancer care the population of Russia in 2014 / A.D. Kaprin, V.V. Starinskiy, G.V. Petrova, eds. // Moscow: MNIIOI name of P.A. Herzen, 2015. – 236 p.
2. ГОСТ Р 50840–95. Передача речи по трактам связи. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости.
3. Mescheryakov R. Speech quality measurement automation for patients with cancer of the oral cavity and oropharynx / R. Mescheryakov, E. Kostyuchenko, D. Ignatieva, A. Pyatkov, E. Choynzonov, L. Balatskaya. – Moscow: Proceedings of International Siberian Conference on Control and Communications SIBCON, 2016.
4. Рабинер Л.Р. Цифровая обработка речевых сигналов: пер. с англ. / Л.Р. Рабинер, Р.В. Шафер. – М.: Радио и связь, 1981. – 251 с.

А.В. Анищенко, Е.А. Сидоров, Н.М. Федотов

Устройство для индукционного нагрева ферромагнитных имплантатов

Представлены результаты разработки устройства для реализации метода индукционного нагрева жидких или тканезамещающих имплантатов, в состав которых входят ферромагнитные микро или наночастицы. Устройство применяется для осуществления селективной гипертермии при хирургическом лечении злокачественных опухолей. Особенностью устройства является одновитковая конструкция индуктора из сплошной ленты, что упрощает решение задачи по обеспечению необходимой однородности магнитного поля с напряженностью до 8000 А/м и обеспечению необходимой электробезопасности устройства.

Ключевые слова: онкология, гипертермия, индуктор, индукционный нагрев.

В настоящее время гипертермия, обеспечивающая локальное температурное воздействие на ткани путем использования имплантатов с ферромагнитными элементами [2, 5–7], рассматривается как один из действенных способов повышения эффективности лучевой и химиотерапии при лечении онкологических заболеваний.

Процедура гипертермии предусматривает нагревание до 42–43 °С без угрозы для жизни. Известно, что температура выше 41 °С вызывает гибель опухолевых клеток, а здоровые клетки переносят повышение температуры до 44–45 °С [1–3].

Метод локальной гипертермии может применяться как для нагрева ферромагнитных материалов, входящих в состав тканезамещающих имплантатов [1], так и для нагрева вводимых в злокачественную опухоль малых ферромагнитных частиц (точка Кюри которых должна быть не выше 45 °С) [12]. В первом случае нагрев осуществляется за счет выделения теплоты от протекания вихревых токов (токов Фуко), создаваемых переменным магнитным полем в нагреваемом материале, во втором случае индукционный нагрев осуществляется за счет потерь на перемагничивание ферромагнитных частиц.

Исходя из анализа публикаций, требований врачей и предварительных расчетов, для реализации данного метода требуется индуктор, соответствующий следующим параметрам: геометрия индуктора должна учитывать габариты среднестатистического человека (диаметр индуктора от 600 мм, длина от 300 мм); напряженность поля не должна превышать значения 8000 А/м для обеспечения безопасности пациента [8]; чтобы ткани с хорошей электропроводностью в заданной области не перегревались до достижения гипертермических температур, диапазон частот должен быть примерно 50–150 кГц [7, 9].

В настоящее время на рынке медицинское оборудование для низкочастотной селективной гипертермии, прошедшее клинические испытания, отсутствует.

Целью работы является разработка устройства индукционного нагрева ферромагнитных имплантатов для проведения селективной гипертермии при хирургическом лечении онкологических заболеваний.

Материалы и методы

Для реализации цели необходимо на основе анализа литературных сведений сформулировать требования к геометрии рабочей области индуктора, напряженности магнитного поля и его частоте; разработать и изготовить опытный образец устройства и провести его тестирование.

Результаты

Как правило, индуктор исполняется в виде соленоида с использованием жидкостного охлаждения. В резонансном контуре из-за геометрических особенностей на конденсаторе и индуктивности индуктора возникает напряжение в десятки киловольт (1):

$$U = I \cdot 2\pi f \cdot L = I / 2\pi f \cdot C. \quad (1)$$

Высокое напряжение затрудняет решение задач по обеспечению электробезопасности пациента, охлаждению контура и ужесточает требования по выбору высоковольтных конденсаторов. Следовательно, требуется оптимизация схемотехнического решения по наименьшему напряжению в контуре.

Для нахождения наиболее оптимальной конструкции исполнения катушки индуктора было проведено сравнение следующих вариантов: соленоид, катушка Гельмгольца, одновитковая катушка из широкой ленты, одиночный виток. Для реализации индуктора была выбрана одновитковая конструкция из сплошной медной ленты, имеющая наименьшую индуктивность и, следовательно, наименьшее напряжение в контуре с заданной геометрией, что и было определено на предыдущем этапе исследования [13].

Электрическая схема устройства реализуется на основе последовательного резонансного контура, индуктивность которого служит конструктивным элементом для создания требуемой геометрии и напряженности поля (функциональная схема устройства на рис. 1). Необходимая установленная мощность генератора определена на основании оценки потерь в контуре. Мощность потерь оценена примерно в 1 кВт при напряженности магнитного поля в рабочей области индуктора 8 кА/м.

Индукционное устройство состоит из генератора высокой частоты, к выходу которого подключен последовательный резонансный контур, который включает конденсатор и одновитковый индуктор,

выполненный из электропроводной ленты толщиной 1–5 мм, шириной 150–500 мм и электропроводностью не менее 30 МСм/м. Конструкция индуктора включает вентилятор, создающий охлаждающий поток воздуха вдоль поверхности индуктора. Между выходом генератора высокой частоты и последовательным резонансным контуром включен согласующий трансформатор. Согласующий трансформатор 4 служит для согласования выхода генератора высокой частоты 3 с нагрузкой, представленной в виде резонансного контура из емкости С2 и индуктора 7.

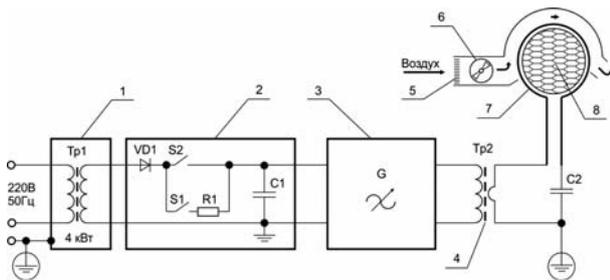


Рис. 1. Функциональная схема устройства: 1 – изолирующий трансформатор на 4 кВт; 2 – выпрямитель тока; 3 – генератор с регулируемой частотой до 100 кГц; 4 – согласующий трансформатор; 5 – воздушный фильтр; 6 – воздушная система охлаждения; 7 – индуктор; 8 – рабочая область индуктора

Пациент должен располагаться в рабочей области индуктора 8, а силовые линии магнитного поля, создаваемые индуктором, проходят через тело пациента так, как указано на рис. 2.

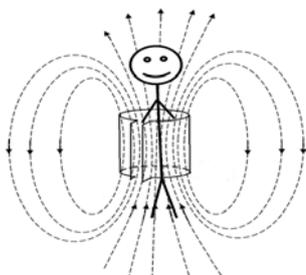


Рис. 2. Распределение силовых линий магнитного поля для кольца из плоской электропроводной ленты

В ходе работы был изготовлен опытный образец устройства. Схема опытного образца устройства соответствует схеме на рис. 1. Питание генератора высокой частоты реализовано от сети 220 В, 50 Гц через изолирующий трансформатор 1 мощностью 4 кВт с выпрямителем тока 2. Индуктор 7 был изготовлен из медного листа с маркой меди М1 (электрическая проводимость 58 МСм/м) толщиной 2 мм и сформирован в виде кольца диаметром 600 мм. В качестве емкости резонансного контура С2 было использовано 550 конденсаторов марки СВВ8-1, соединенных параллельно. Частота резонанса в контуре составила 150 кГц. Резонансный контур соединен с генератором высокой частоты 3 с помощью согласующего трансформатора 4, на первичной обмотке которого расположено 11 витков. Генератор высокой частоты 3 спроектирован по мостовой схе-

ме на основе транзисторов IRFP460. Частота генератора 3 задается микросхемой IR2153. Ключевыми компонентами в схеме генератора являются: 4 драйвера МАХ4420 для гальванической развязки управляющих сигналов, выпрямительные диоды 1N5818, конденсаторы REC 10 мкФ на 25 В. Создаваемая напряженность магнитного поля не превышает 8 кА/м, это значение является безопасным для биологических тканей. При таком значении напряженности поля терапевтический сеанс длится несколько десятков минут. Поэтому мощность генератора не регулируется, а максимальная развиваемая мощность ограничивается активными потерями в резонансном контуре.

Опытный образец индукционного устройства был протестирован с использованием имплантата. Имплантат изготовлен в виде сферы диаметром 40 мм из самополимеризующегося материала, в который на стадии изготовления были введены ферромагнитные частицы диаметром 0,5 мкм.

Тестирование устройства проходило следующим образом: имплантат помещался в центр рабочей области индуктора 8. При этом для имитации человеческих тканей имплантат был обернут в пропитанную водой хлопчатобумажную ткань. Температура измерялась в центре и на поверхности имплантата с помощью терморпар. Во время процедуры измерения мощность устройства выключалась на 10 с.

Эксперимент проводился в течение часа. Измерения температуры производились каждую минуту в течение первых 10 мин в зоне высокого градиента. Далее замеры производились через каждые 5 мин на протяжении 40 мин, так как рост температуры существенно замедлился. Затем мощность была отключена и замеры так же производились каждые 5 мин.

Результаты измерений представлены на рис. 3, где кривой, обозначенной квадратами, показана температура на поверхности, а кривой, обозначенной ромбами, показана температура внутри имплантата в течение эксперимента. Начальная температура опытного образца соответствует температуре окружающей среды 24 °С.

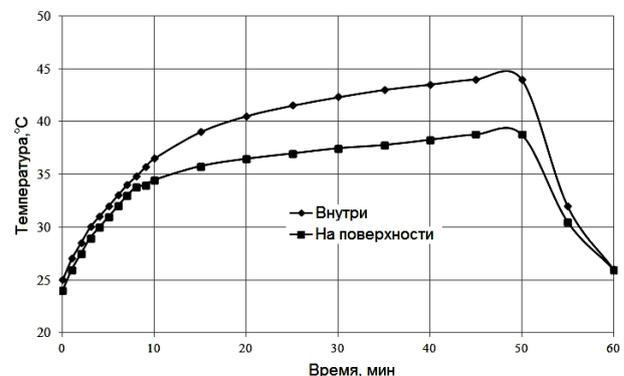


Рис. 3. График измерения температуры на поверхности и внутри имплантата

В процессе тестирования было установлено, что индукционное устройство для гипертермии по-

звояет достичь необходимой для разрушения опухолевых клеток температуры нагревания имплантата и обеспечивается требуемая электробезопасность.

Заключение

1. Разработано устройство для реализации метода индукционного нагрева ферромагнитных материалов, применяемое для проведения селективной гипертермии при хирургическом лечении злокачественных новообразований.

2. Изготовлен опытный образец устройства, индуктор которого при заданном рабочем объеме $400 \times 600 \times 350 \text{ мм}^3$ служит для создания переменного магнитного поля с напряженностью не менее 8000 А/м и частотой $50\text{--}150 \text{ кГц}$.

3. Индуктор опытного образца изготовлен из медного листа с маркой меди М1 (электрическая проводимость 58 МСм/м) толщиной 2 мм , который был сформирован в виде кольца диаметром 600 мм .

4. Выполнено тестирование опытного образца устройства, в ходе которого было установлено, что разработанное устройство позволяет достичь необходимой температуры нагревания имплантата, вызывающей гибель опухолевых клеток.

Литература

- Осинцев А.М. Использование локального индукционного нагрева в биотехнологиях и медицине / А.М. Осинцев, И.Л. Васильченко, А.Л. Майтаков и др. // Техника и технология пищевых производств (Кемерово). – 2012. – № 2. – С. 159–164.
- Лопатин В.Ф. Метод локальной УВЧ-гипертермии // Медицинская физика (Обнинск). – 2011. – №4. – С. 85.
- Русаков С.В. Гипертермия в онкологии: неизвестное об известном // Онкология (Киев). – 2007. – С. 60–64.
- Управление электронными игольчатыми нагревателями при реализации метода локальной гипертермии и

его экспериментальная установка / А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин и др. // Доклады ТУСУРа. Томск. – 2010. – № 2. – С. 300–302.

5. Директоренко М.А. СВЧ-гипертермия в медицине: реализация и применение / А.А. Директоренко, А.А. Димитрюк // Вестник СГТУ. – 2011. №4.

6. Пат. 2295933 РФ, МПК А61F7/00, А61K50/00. Способ проведения магнитной терапии злокачественных образований / А.М. Тишин (РФ). – №2 005 118 803 / 14; заявл. 17.06.05; опубл. 27.03.2007, бюл. №9. – 6 с.

7. Пат. 2372116 РФ, МПК А61N5/01, А61B18/12, А61F7/12. Устройство для локальной УВЧ-гипертермии / В.Ф. Лопатин (РФ), А.Ф. Цыб (РФ). – № 2 007 147 526 / 14; заявл. 24.12.07; опуб. 10.11.09, бюл. № 31. – 10 с.

8. Atkinson W.J., Brezovich I.A., Chakraborty D.P. Usable frequencies in hyperthermia with thermal seeds // IEEE Trans. Biomed. Eng. – 1984. – Vol. 31, No. 1. – P. 70–75.

9. Патент 2497489 РФ, МПК А61F7/12, А61N2/10. Способ локального индукционного нагрева биологических тканей / А.М. Осинцев (РФ), А.Л. Майтаков (РФ), В.М. Виноградов (РФ) и др. – № 2 012 122 956 / 14; заявл. 04.06.12; опуб. 10.11.2013, бюл. № 31. – 5 с.

10. Формулы по физике. Магнитное поле [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.indigomath.ru/formuly-po-fizike/magnitnoe-pole.html>, свободный (дата обращения: 24.06.2015).

11. Магнитное поле кругового тока. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://alexandr4784.narod.ru>, свободный (дата обращения: 24.09.2015).

12. Магнитно-жидкостная регионарная индукционная гипертермия саркомы / Н.А. Брусенцов, А.А. Шевелев, Т.Н. Брусенцова // Химико-фармацевтический журнал. – 2002. – №3. – С. 8–10.

13. Анищенко А.В., Сидоров Е.А., Федотов Н.М. Индукционное устройство для селективной гипертермии при лечении онкологических заболеваний // Электронные средства и системы управления. – Томск, 2015. – № 1. – С. 240–244.

УДК 004.934.2

Д.И. Игнатъева, А.В. Пятков, Е.Ю. Костюченко

Изменения при произнесении фонем [к] и [к'] на спектрограммах КЛП и изображениях автокорреляции

Проанализированы основные изменения в спектрограмме КЛП и изображениях автокорреляции записей слогов, содержащих фонемы [к] и [к']. Выделены особенности изменения при различных расположениях фонемы в слоге. Высказано предположение о возможных изменениях длительности гласных после исследуемых фонем, достоверность которого требует подтверждения в дальнейших исследованиях.

Ключевые слова: речевая реабилитация, спектрограмма КЛП, коэффициенты линейного предсказания, автокорреляция, основные подверженные изменениям фонемы.

В связи с диагностированием все большего числа случаев заболевания раком органов речевого тракта [1] актуальность проблемы восстановления речи, а соответственно и разработки методик реабилитации и оценки динамики реабилитации возрастает. В предшествующих исследованиях были проанализированы основные изменения в речи пациентов, выделен список фонем, наиболее подверженных

изменениям [2], изучены спектрограммы Фурье звуков, записанных у пациентов до и после операции, на основе основных изменяющихся характеристик была составлена математическая модель, позволяющая количественно оценивать изменения в произношении наиболее проблемных фонем. Также ранее был составлен список слогов, содержащий в себе слоги с различным расположением (в начале слога, в

середине и в конце) основных проблемных фонем. На данном этапе исследования поставлена задача анализа изменений в спектрограммах звуков, содержащих самые подверженные изменениям фонемы. В данной статье описываются изменения в слогах, содержащих фонемы [к] и [к']. Запись проводилась диктором женского пола, было записано два набора слогов: без изменений и с изменениями. При записи с изменениями стояла задача изменения положения активных органов речи. Задачи достоверной имитации изменений при раковых заболеваниях на данном этапе исследований нет. Далее для каждой из записей были построены спектрограммы по коэффициентам линейного предсказания (в дальнейшем – КЛП) и изображения автокорреляции [3].

Фонема [к]

Как уже говорилось выше, список слогов был составлен таким образом, чтобы для каждой из фонем имелись слоги с расположением фонемы в начале, в середине и в конце. Для фонемы [к] изменения в спектрограммах различны для фонем, находящихся в начале слога, и для фонем в середине и конце. На рис. 1 представлены спектрограммы КЛП: рис. 1, 1а–3а – слоги без изменения в произношении фонемы, рис. 1, 1б–3б – с изменением в произношении фонемы. Здесь и далее на рисунках под цифрами 1 – слог, где изменяемая фонема в начале, 2 – фонема в середине, 3 – фонема в конце.

Основные изменения, которые можно увидеть на спектрограмме КЛП, заключаются в существенном увеличении продолжительности фонемы, которая подверглась изменениям, не наблюдается ярко выраженного ударного момента. Основная частота по большей части остается неизменной. Можно от-

метить небольшое сужение диапазона частот нижней части спектра, характеризующего фонему [к], особенно явно это заметно при нахождении фонемы в середине и конце. У фонем, находящихся в середине или конце слога, начало участка спектрограммы, который отражает эту самую фонему с изменениями, расположено сразу после окончания предыдущей фонемы.

В некоторых случаях можно говорить об уменьшении длительности гласного после измененной фонемы. Однако это предположение нуждается в проверке на реальных записях пациентов до и после операции, а также в процессе реабилитации.

На рис. 2 даны изображения автокорреляции записей слогов: 1а–3а – без изменений, 1б–3б – с изменениями. На всех них наблюдаются существенные изменения. Нельзя говорить о расширении или сужении частот, изображенных на рисунках, но легко заметно увеличение по времени произнесения фонемы с изменениями (что наблюдалось и на спектрограммах КЛП), при расположении фонемы в начале и середине, отмечается увеличение количества «полос» изображения автокорреляции фонемы, а также уменьшение их продолжительности относительно изначально продолжительности отрезка изображения, отражающего фонему без изменения.

Фонема [к']

Для фонемы [к'] на спектрограммах КЛП (рис. 3) присущи такие же изменения, как и для фонемы [к], что позволит в дальнейшем при составлении математической модели объединить параметры для оценки динамики реабилитации обеих вышеуказанных фонем.

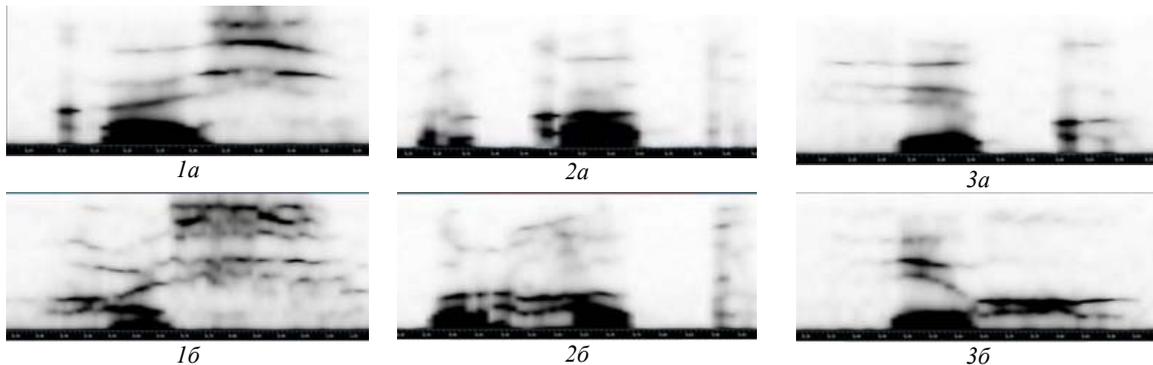


Рис. 1. Спектрограммы КЛП для записей слогов, содержащих фонему [к]

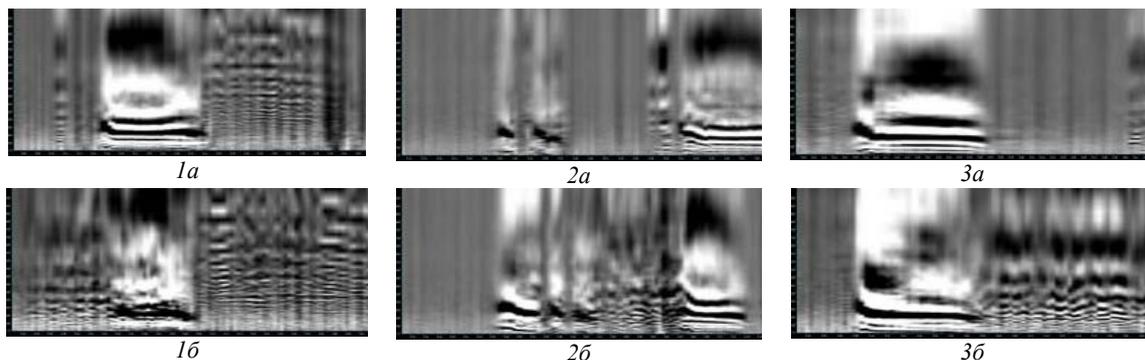


Рис. 2. Изображения автокорреляции для записей слогов, содержащих фонему [к]

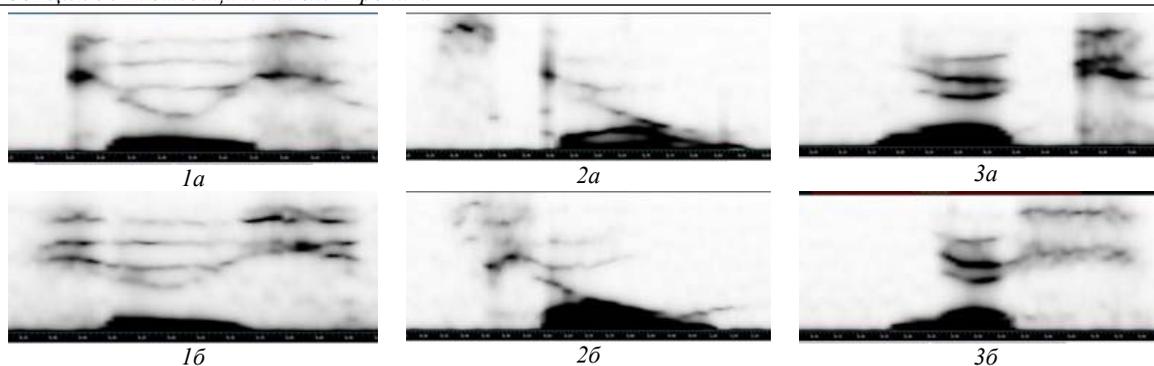


Рис. 3. Спектрограммы КЛП для записей слогов, содержащих фонему [к']

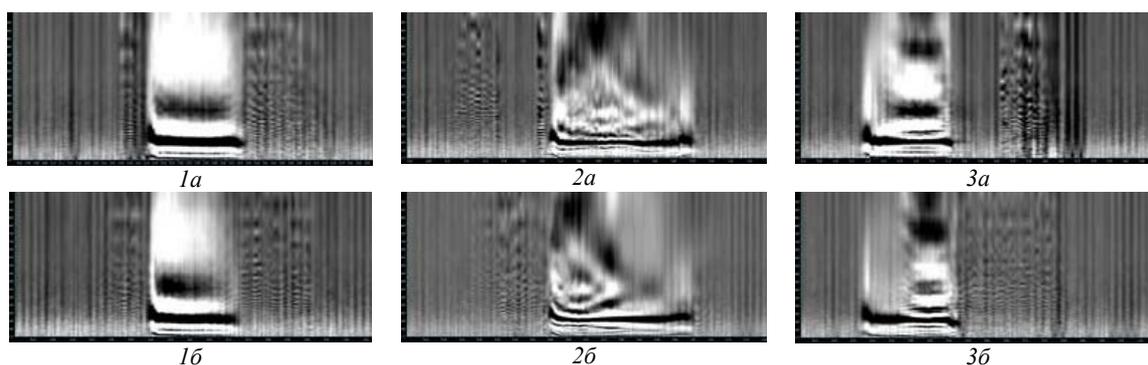


Рис. 4. Изображения автокорреляции для записей слогов, содержащих фонему [к']

Однако уже в меньшей степени заметны изменения, отражающие сужение по частоте, особенно если фонема расположена в начале или середине слога. При расположении фонемы в конце слога наблюдается изменение в структуре самой фонемы: если ранее наблюдалось только увеличение по продолжительности и сужение по частоте, то в данном случае вместо трех ярко выраженных «полос» можно увидеть лишь две.

На изображениях автокорреляции для фонемы [к'] (рис. 4) при изменениях в произнесении характерно увеличение длительности измененной фонемы. Не наблюдается уменьшение длительности гласной, находящейся до изменяющейся фонемы.

Основная часть фонемы находится в более низких частотах. Также, как у фонемы [к], нет паузы между звуками, начало отрезка, отражающее фонему [к'], совпадает с концом отрезка, отражающее предшествующую ей фонему.

Заключение

На данном этапе исследований для слогов, содержащих фонемы [к] и [к'], были построены спектрограммы КЛП и изображения автокорреляции. Проанализированы спектрограммы и изображения и на основе анализа были выделены основные изменения, которые можно будет использовать в дальнейшем при построении математической модель,

которая позволит в динамике отслеживать процесс реабилитации. Высказанное предположение об изменении длительности гласной после изменяющей фонемы [к] нуждается в проверке дальнейших исследований уже на записях реальных пациентов.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-15-00038).

Литература

1. Kaprin A.D. Status of cancer care the population of Russia in 2014 / A.D. Kaprin, V.V. Starinskiy, G.V. Petrova, eds. – Moscow: MNI OI name of P.A. Herzen, 2015. – 236 p.
2. Mescheryakov R. Speech quality measurement automation for patients with cancer of the oral cavity and oropharynx / R. Mescheryakov, E. Kostyuchenko, D. Ignatieva, A. Pyatkov, E. Choynzonov, L. Balatskaya. – Moscow: Proceedings of International Siberian Conference on Control and Communications SIBCON, 2016.
3. SIS II. Специальное программное обеспечение криминалистического исследования фонограмм русской речи. Руководство пользователя [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.speechpro.ru/upload/product-specificationdocument/file/SIS_II_UG_rus.pdf, свободный (дата обращения: 29.09.2016).
4. Рабинер Л.П. Цифровая обработка речевых сигналов: пер. с англ. / Л.П. Рабинер, Р.В. Шафер. – М.: Радио и связь, 1981. – 251 с.

Л.И. Лисицына, Л.Г. Навроцкий, А.А. Блохин, Т.М. Старовойтова,
С.В. Белавская, Н.С. Чиркова, А.М. Фатеев, А.Е. Камардин

Устройства для бесконтактной локализации биологически активных точек и точек соответствия и исследования процессов, происходящих при этой процедуре

Рассмотрены устройства для бесконтактной локализации биологически активных точек (БАТ) и точек соответствия (ТС) и исследования процессов, происходящих при этой процедуре. Приведены результаты первичных исследований с применением этих устройств. Обнаружены несколько типов картин свечения БАТ и ТС. Показано, что интенсивность свечения точек не постоянна во времени, колебания интенсивности практически соответствуют частоте сердечных сокращений (ЧСС) испытуемых.

Ключевые слова: кожный покров, БАТ, ТС, локализация, визуализация, фотокамеры, фильтры, процессы, исследования, устройства, свечение, интенсивность, колебания, ЧСС, соответствие.

В современной медицине широко используется физиотерапия – воздействие различными физическими факторами на кожный покров человека. Реакции организма при этом зависят от места приложения воздействующего фактора. Это обусловлено спецификой нервной системы, через которую осуществляются как воздействие, так и ответные (рефлекторные) реакции. Кожные зоны повышенной активности являются периферическими рефлекторными элементами. Метод лечения, основанный на их использовании, и называется рефлексотерапией.

Рефлексотерапия и ее составная часть – Суджок терапия – относятся к народной традиционной медицине [1], которая в последние годы приобрела небывалый размах. В крупных городах мира функционирует огромное количество клиник и центров народной традиционной медицины. Например, в Москве их насчитывается более 100.

Рефлексотерапия включает в себя диагностику заболеваний и их лечение. Одной из проблем диагностики является локализация БАТ и ТС [2].

Локализация БАТ и ТС в современной медицине в основном выполняется по топографии, электрическому сопротивлению кожного покрова и болевому эффекту (при нарушении деятельности соответствующего органа).

Точное определение положения БАТ по топографии может провести только рефлексотерапевт с большим опытом работы. Определение по электрическому сопротивлению сложно, так как электрическое сопротивление кожного покрова в области БАТ зависит не только от состояния соответствующего органа, но и от состояния кожи и внешних условий. Кроме того, при этом на организм оказывается хоть и минимальное, но электрическое воздействие. Поиск по болевому эффекту наносит прямой дискомфорт пациенту.

В работах [3–5] показана возможность локализации БАТ и ТС с помощью их визуализации под действием оптического возбуждения.

Целью данной работы является разработка устройств бесконтактной локализации БАТ и ТС и ис-

следования процессов, происходящих при этой процедуре.

Описание устройств

В данной работе рассмотрено два варианта устройств локализации точек.

Функциональная схема первого устройства представлена на рис. 1.

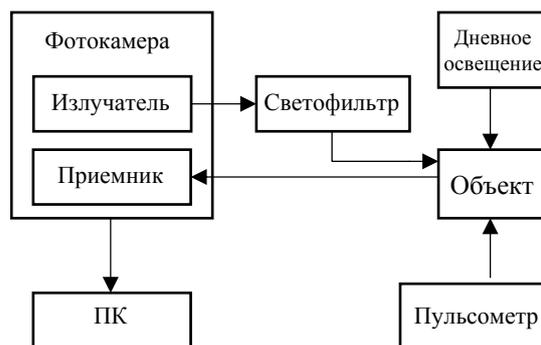


Рис. 1. Структурная схема устройства 1

Устройство 1 содержит фотокамеры, светофильтры (СС-4, СЗС-20, СЗС-21, СЗС-22, УФС-1, УФС-6), пульсометр и ПК.

Параметры используемых фотокамер представлены в таблице.

Фотокамеры, использованные в работе

№ п/п	Производитель фотокамеры	Разрешение матрицы	Режим съемки
1	Foxconn	13 Мп	Автофокус, стабилизация
2	Sony	20,7 Мп	Макросъемка, стабилизация
3	Samsung	16 Мп	Автофокус, Isocell

Устройство 2 состоит из двух блоков: основного и дополнительного.

Основной блок установки предназначен для оптического воздействия на кожный покров в области БАТ и ТС и получения картины свечения точки. Он содержит два фотоаппарата, светодиодную матрицу (с возможностью регулировки светового

потока, длительности импульса и задержки), лампу ИФК 2000, позволяющую расширить диапазон исследования оптических свойств до ультрафиолетовой области.

Дополнительный блок предназначен для исследования возможности передачи фотонов от одной точки акупунктуры к другой (по меридианам). Он содержит ИФК 120, светодиодную матрицу и два УФ-светодиода.

Устройство 2 позволяет изменять следующие параметры оптического воздействия на кожный покров: время поджига и энергию импульса лампы, чувствительность фотоаппаратов, время срабатывания затвора, задержку срабатывания фотоаппарата относительно момента поджига, а также управлять параметрами импульса и временами задержки светодиодов с компьютера [6].

Результаты эксперимента

Устройство 1 позволило получить несколько экспериментальных результатов.

Прежде всего, обнаружено несколько типов картин свечения БАТ и ТС. Среди них: мерцающие точки (яркость картин свечения точек изменяется от максимума до нуля), непрерывно светящиеся точки (неисчезающее свечение точек в течение всего времени исследования) и разовые точки (обнаруженные единожды).

Мерцание точек можно проследить на кадрах при высокоскоростной съемке (10 кадров в секунду). На рис. 2 представлен пример фотографий картин свечения выбранных точек.



Рис. 2. Фотографии картин свечения ТС с изменяющейся яркостью: а – на ладони отмечена выбранная область (зона сочленения толстого и тонкого кишечника [1]) наблюдаемых светящихся точек; б – левая точка малозаметна, правая – яркая; в – левая точка стала яркой, свечение правой ослабла; з – интенсивность свечения обеих точек упала до нуля

В процессе исследования обнаружено, что наиболее ярко и отчетливо ТС видны под светофильтром СЗС-20. Картина свечения ТС – окружность с белой сердцевинкой и темной каемкой. Это подтверждает, что исследуемые точки – ТС [3].

Яркость непрерывно светящихся точек не остается постоянной во времени. В [5] представлены результаты исследования изменения яркости картин свечения БАТ и ТС для двух испытуемых.

Расчет яркости осуществлялся в программе ImageJ, предназначенной для работы с графическими изображениями. Одной из функций программы является вычисление яркости пикселя в условных единицах (максимальное значение рассчитываемой яркости – 255 у. ед., минимальное – 0 у. ед.). На рис. 3 приведена зависимость изменения яркости ТС

проекции легких (испытуемая – девушка, 22 года) в течение 6 с кадров (съемка одного кадра – 0,15 с).

На рис. 3–5: серая линия – зависимость, построенная в программе Microsoft Excel; черная линия – зависимость, аппроксимированная с помощью программы Microsoft Excel.

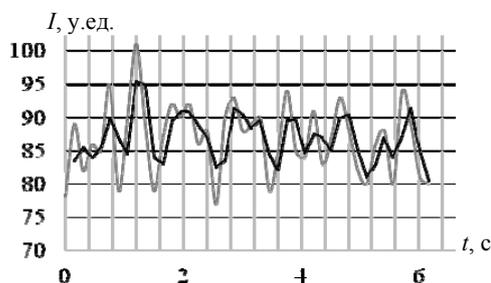


Рис. 3. Зависимость яркости ТС от времени (ЧСС 90 в минуту)

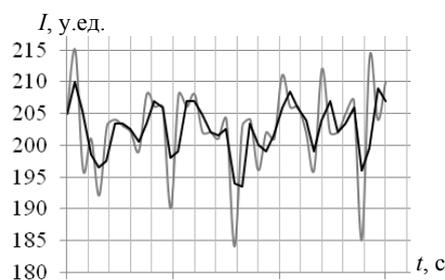


Рис. 4. Зависимость яркости ТС от времени (ЧСС 53 в минуту)

На рис. 5 приведена зависимость для испытуемой, возраст – 22 года, ЧСС – 91–93 в мин.

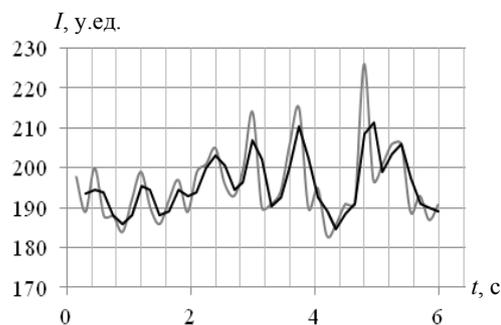


Рис. 5. Зависимость яркости ТС от времени (ЧСС 91–93 в минуту)

Анализ рис. 3–5 показывает, что наблюдается определенное соответствие между частотой колебаний интенсивности свечения и частотой сердечных сокращений (ЧСС) испытуемых.

Устройство 2 позволило не только визуализировать БАТ и ТС, но и обнаружить различные структуры картин свечения БАТ [4, 7] (рис. 6).

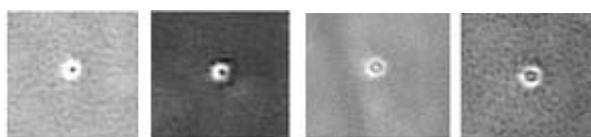


Рис. 6. Фотографии картин свечения БАТ с различными структурами

Заключение

1. В работе описаны два типа устройства для бесконтактной локализации биологически активных точек и точек соответствия и исследования процессов, происходящих при этой процедуре. Основное отличие устройств состоит в том, что устройство 1 сконструировано на фотокамерах, а устройство 2 – на фотоаппаратах.

2. Исследования, проведенные с использованием разработанных устройств, позволили сформулировать определенные выводы.

2.1. Обнаружены 3 типа светящихся точек: мерцающие точки, непрерывно светящиеся точки, разовые точки.

2.2. Показано, что наиболее четкая картина свечения точек получена при использовании светофильтра СЗС-20.

2.3. Отмечено, что интенсивность свечения точек непостоянна во времени, частота колебания интенсивности практически соответствует ЧСС.

3. Обнаружены несколько структур картин свечения БАТ.

Литература

1. Карпеев А.А., Киселева Т.Л. Лицензионные требования и условия работ и услуг по применению методов традиционной медицины: метод. указания. – М.: МЗ РФ, 2004.

2. Белавская С.В., Блохин А.А., Кузьмин А.Н., Лисицына Л.И., Навроцкий Л.Г. Некоторые актуальные проблемы электронного приборостроения в области рефлексотерапии // Труды XIII МНТК АПЭП, 2016. – Т. 5. – Новосибирск: НГТУ. – С. 65–71.

3. Belavskaya S.V., Blokhin A.A., Lisitsyna L.L. et al. Investigation of electrical resistance and luminescence brightness of the skin surface near reflexogenic areas EDM–2016. – Novosibirsk: NSTU, 2016. – P. 668–671.

4. Navrotsky L.G., Blokhin A.A., Belavskaya S.V. et al. Types of skin surface luminescence patterns in the areas of highly active points observed after acting on the areas with short light pulse Types of Skin Surface Luminescence Patterns in the Areas of Highly Active Points Observed After Acting on the Areas with Short Light Pulse // 16 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices EDM–2015. – P. 565–568.

5. Belavskaya S.V., Blokhin A.A., Lisitsyna L.L. et al. Investigation of the response of the skin surface area, corresponding to projection of the organ having pathology, to the external contrast light IFOST–2016. – Novosibirsk: NSTU, 2016. – P. 314–318.

6. Навроцкий Л.Г., Камардин А.Е. Устройство управления регистрирующей аппаратурой и излучателями для получения картин свечения кожного покрова в областях акупунктуры и точек соответствия // Труды XIII МНТК АПЭП–2016. – Т. 5. – Новосибирск: НГТУ. – С. 115–117.

7. Navrotsky L.G., Blokhin A.A., Belavskaya S.V. et al. Patterns of skin luminescence resulting from the visualization of active acupuncture points using optical stimulation // Integrative Medicine International. S. Karger AG, Basel. – 2015. – Vol. 2. – P. 1–8.

Секция 10

ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА

Председатель секции – *Задорин Анатолий Семёнович, д.ф.-м.н., профессор, зав. каф. РЗИ*

УДК 004.056.5:535.14

А.С. Задорин

Оценка скорости интерференционного контроля t_b -кубитов в системах квантового распределения ключа

Дана статистическая оценка скорости измерения характеристик интерференционной картины (ИК) при наложении t_b -кубитов в системе из двух разбалансированных интерферометров Маха–Цендера. В приближении нормального закона установлена точность интервальной оценки положений максимумов и минимумов и видности ИК. Показано, что при доверительной вероятности 0,95 точность измерений мало изменяется для числа измерений, больших чем 4.

Ключевые слова: квантовые вентили, квантовый процессор, квантовое распределение ключей, интерференция t_b -кубитов.

Основным способом организации конфиденциальных каналов передачи данных в системах защищенной связи сегодня является шифрование данных, основанное на процедуре распределения секретного ключа между удаленными корреспондентами. Степень защищенности именно этой процедуры определяет уровень секретности всего канала связи. В настоящее время для организации конфиденциальных каналов передачи широкое распространение получили методы шифрования с открытым ключом (асимметричное шифрование). Защищенность этих систем ограничена, как известно, вычислительными возможностями аппаратуры нелегитимного пользователя и связана с необходимостью решения обратной задачи – отыскания закрытого ключа по известному открытому ключу.

Эта задача оказывается слишком трудоемкой для решения с помощью традиционных вычислительных машин. В данной связи классический метод асимметричного шифрования принято считать условно защищенным. Однако все более реальные перспективы создания квантовых компьютеров – сверхбыстродействующих вычислительных машин принципиально нового класса – позволят радикально увеличить скорость вычислений и теоретически решать указанную обратную задачу в реальном масштабе времени. Отсюда следует, что уже сегодня актуальной задачей является поиск альтернативных методов шифрования и разработка новых принципов их программно-аппаратной реализации.

К одному из таких методов относятся давно известные системы с закрытым (секретным) ключом, использующие симметричное шифрование данных, в которых система распределения секретного ключа k реализуется с помощью логического квантового

процессора, обрабатывающего последовательность кубитов – двухуровневых состояний квантовых частиц (фотонов) для формирования последовательности k [1–3]. В литературе такие системы получили название систем квантового распределения ключа (СКРК). Защищенность от перехвата данных таких систем теоретически может быть безусловной, так как гарантируется физическими законами, в том числе теоремой о запрете клонирования – невозможности создания точной копии неизвестного квантового состояния [4].

Сегодня уже созданы действующие модели, а также коммерческие СКРК, построенные на основе поляризационного и фазового кодирования кубитов [8, 9].

Дальнейшим развитием СКРК явилось использование принципа временного кодирования состояний одиночных фотонов [11, 12]. Указанные системы просты в настройке и хорошо совместимы с основной телекоммуникационной магистралью – волоконно-оптической линией связи (ВОЛС). Основным недостатком этих систем является относительно низкий уровень защищенности СКРК, связанный с использованием в качестве носителей информации одиночных фотонов не с двумя, а лишь с одним динамическим состоянием.

Для преодоления указанного системного недостатка базовая модель СКРК [10–13] дополняется подсистемой интерферометрического контроля. В основу построения такой подсистемы положена технология случайной вставки в последовательность состояний $|\psi_n\rangle$ квантовых частиц в квантовом канале особых контрольных кубитов $|\psi^*\rangle$, так называемых состояний-ловушек (decoy-states или DS-кубитов), позиция которых во фрейме $|\psi_n\rangle$ затем раскрывается легитимными пользователями в ходе протокольных

переговоров по классическому каналу (DS-протокол КРК). В качестве $|\psi^*\rangle$ чаще всего используются так называемые time-bin qubits (tb-кубиты), двухуровневые динамические квантовые состояния одиночных фотонов, приготовляемые из классического когерентного состояния $|\psi\rangle$ в разбалансированном интерферометре Маха–Цендера (ИМЦ) [14]. Базисные векторы $|0\rangle, |1\rangle$ tb-кубитов при этом ассоциируются с двумя сдвинутыми во времени состояниями фотона на выходе ИМЦ. В основу DS-протокола положены случайная вставка $|\psi^*\rangle$ в общую последовательность $|\psi_k\rangle$ и непрерывный контроль содержания DS-кубитов в соответствующих временных интервалах этой последовательности. При этом физически кон-

тролируемым показателем состояний $|\psi^*\rangle$ на приемной стороне канала (в ИМЦ-Б) являются характеристики интерференционной картины (ИК) амплитуд вероятностей указанных квантовых частиц (КЧ), т.е. положение максимумов и минимумов, а также ее видность (контраст). Таким образом, показателем эффективности интерферометрического контроля может служить среднее время измерений характеристик ИК T_d . В силу статистического характера квантовых интерференционных измерений величина T_d , очевидно, также является статистическим параметром. Обсуждение способа оценки T_d и является целью настоящего сообщения.

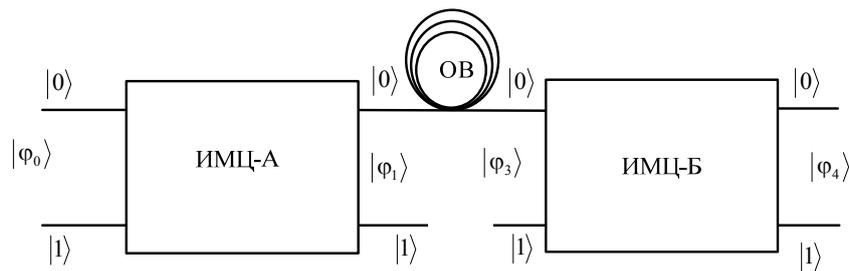


Рис. 1. Структурная схема системы из двух разбалансированных ИМЦ

Трансформация tb-кубитов системами ИМЦ

Как отмечалось выше, целью интерференционного контроля состояния $|\psi^*\rangle$ является измерение фазы амплитуды вероятности кет-вектора $|\psi^*\rangle$. В качестве стандартного аппаратного средства для этой цели чаще всего используются интерферометры Маха–Цендера (ИМЦ) [5–7]. Конструкция данных устройств позволяет одиночным фотонам проявлять нелокальные свойства, т.е. проходить по обоим плечам интерферометра одновременно, образуя интерференционную картину в выходных портах ИМЦ.

Рассмотрим систему из двух разбалансированных ИМЦ (рис. 1), представляющих собой последовательное соединение двух одиночных однокубитовых вентилях. Будем полагать, что вектор состояния квантовой частицы $|\phi_0\rangle$ на его входе представляет собой кубит, приготовленный в двумерном ортогональном вычислительном базисе, построенном на векторах $|0\rangle, |1\rangle$,

$$|\phi_0\rangle = \alpha|0\rangle + \beta|1\rangle, \quad (1)$$

где α, β – комплексные амплитуды вероятности нахождения фотона в состояниях $|0\rangle$ и $|1\rangle$ соответственно.

Совместим каждый из базисных кет-векторов в (1) с одним из оптических портов ИМЦ. Состояние кубита $|\phi_4\rangle$ на выходных оптических портах ИМЦ будет определяться последовательным преобразованием (1) в квантовых вентилях Адамара, фазовращающем вентиле, а также вентиле временного сдвига. Обозначим унитарные операторы указанных логических устройств через \mathbf{H} , \mathbf{P} и \mathbf{D} соответственно. Тогда преобразование кубита $|\phi_0\rangle$ в системе из двух интерферометров, соединенных квантовым каналом,

состоящим из одного оптического волокна, будет определяться как [15]:

$$\begin{aligned} |\phi_4\rangle = & \frac{e^{j\alpha_{qc}0}}{4} \left[e^{j(\alpha_{B0} + \alpha_{A0})} D_B D_A + \left(e^{j(\alpha_{B0} + \alpha_{A1})} D_B + \right. \right. \\ & \left. \left. + e^{j(\alpha_{B1} + \alpha_{A0})} D_A \right) + e^{j(\alpha_{B1} + \alpha_{A1})} \right] |0\rangle + \\ & + \frac{e^{j\alpha_{qc}0}}{4} \left[e^{j(\alpha_{B0} + \alpha_{A0})} D_B D_A + \left(e^{j(\alpha_{B0} + \alpha_{A1})} D_B - \right. \right. \\ & \left. \left. - e^{j(\alpha_{B1} + \alpha_{A0})} D_A \right) - e^{j(\alpha_{B1} + \alpha_{A1})} \right] |1\rangle. \quad (2) \end{aligned}$$

Здесь σ_0 и σ_1 – фазовые сдвиги оптического сигнала в плечах ИМЦ; D_A, D_B – линейные унитарные операторы временного сдвига одиночных фотонов в соответствующих плечах интерферометров.

Из (2) видно, что в рассматриваемом случае в каждом из портов $|0\rangle$ и $|1\rangle$ ИМЦ-Б состояние $|\phi_4\rangle$ представлено куквартами, кет-векторы которых имеют четыре допустимых динамических состояния. Обозначим длинное и короткое плечи i -го ИМЦ как D_i и K_i соответственно, тогда одно из указанных состояний в (2) окажется с нулевой задержкой ($\mathbf{Dm} = 1$), реализуемой на оптической траектории K_A-K_B . Еще два состояния будут испытывать однократную задержку ($\mathbf{Dm} = D_A, D_B$), реализуемую на траекториях D_A-K_B и K_A-D_B . Еще одно состояние будет характеризоваться двукратной задержкой ($\mathbf{Dm} = D_A D_B$) на траектории D_A-D_B . При идентичных конструкциях интерферометров, когда $D_A = D_B$, слагаемые в круглых скобках оказываются вырожденными, т.е. соответствующие им состояния реализуются одновременно, размерность вектора состояний одиночного фотона на выходных портах второго

ИМЦ снижается до 3, а сам объект $|\varphi_4\rangle$ обращается в кутрит. Если указанные линейно независимые динамические состояния кутрита выбрать в качестве базисных векторов и обозначить как $|\alpha\rangle$, $|\beta\rangle$ и $|\gamma\rangle$, тогда в соответствии с (2) проекции $|\varphi_4\rangle$ на векторы $|0\rangle$ и $|1\rangle$ будут

$$\langle i|\varphi_4\rangle = \xi_{i\alpha}|\alpha\rangle + \xi_{i\beta}|\beta\rangle + \xi_{i\gamma}|\gamma\rangle, \quad (3)$$

где $i = 0, 1$; $\xi_{i\alpha}$, $\xi_{i\beta}$, $\xi_{i\gamma}$ – комплексные амплитуды вероятности состояний $|\alpha\rangle$, $|\beta\rangle$ и $|\gamma\rangle$ кутрита в портах $|0\rangle$ и $|1\rangle$ соответственно.

Информационным состоянием кутрита является состояние $|\beta\rangle$, формирующееся в условиях равенства оптических длин L_1 и L_2 траекторий D_A-K_B и K_A-D_B , при которых квантовая частица способна интерферировать сама с собой [5–7]. Результаты этой интерференции проявляются в зависимости амплитуд вероятности $\xi_{i\beta}$ состояний $|\beta\rangle$ в выходных оптических портах ИМЦ-Б от разности фаз $\phi = (\alpha_{B0} + \alpha_{A1}) - (\alpha_{B1} + \alpha_{A0})$ и используются для фазовых измерений комплексной амплитуды $\xi_{i\beta}$.

Оценка средней скорости интерференционного контроля кубитов

Выразим среднюю скорость измерения характеристик ИК C через среднее время измерений как $(T_d)^{-1}$. Для рассмотренного здесь DS-протокола СКРК искомое значение T_d можно выразить через число N тактовых интервалов в системном фрейме, а также число измерений N_d , необходимое для реализации указанного метода детектирования, как

$$T_d = \zeta(\alpha L, P_i, P_f) \cdot N_d \cdot N / (N^* \cdot B_0), \quad (4)$$

где $\zeta(\alpha L, P_i, P_f)$ – скалярный коэффициент, зависящий от ослабления αL оптического сигнала в квантовом канале, порога срабатывания $U_{пор}$ компаратора фотоприемника и связанных с ним вероятностей пропуска и генерации ложного сигнала P_i и P_f соответственно, учитывающий снижение битрейта в системе [16]:

$$\zeta(\alpha L, P_i, P_f) = (1 - P_i) p(1) k_p \exp(\alpha L). \quad (5)$$

Параметр N_d в (4) определяет число измерений, необходимых для фиксации с заданной доверительной вероятностью $(1 - \beta)$ интерференционной картины, а N^* – число DS-вставок во фрейме.

Из приведенной формулы видно, что интервал T_d сокращается с увеличением числа тактовых интервалов фрейма, занятых проверочными символами.

Для отыскания N_d в (3) учтем, что в приближении нормального закона распределения точность интервальной оценки Δn совокупности из n -измерений, т.е. отклонения среднего и истинного значения измерения не более чем на Δn , с доверительной вероятностью $(1 - \beta)$ выражается через t -распределение и погрешность измерений δn [17]. Полагая, что в рассматриваемом случае $\delta n = P_f$, получим выражение для Δn [17]:

$$\Delta n = t_{\beta n-1} \frac{\delta n}{\sqrt{n}}. \quad (6)$$

На рис. 2 приведен график зависимости $\Delta n(t_{0,95}, n-1)$, рассчитанный по формуле (6) для уровня $P_f = 0,11$ и доверительной вероятности 0,95. При

расчете распределения Стьюдента число степеней свободы полагалось равным $(n - 1)$. Из приведенных данных следует, что точность Δn мало изменяется при $n > 4$. По этой причине уровень N_d целесообразно установить равным 4. В таком случае, например, из формулы (1) следует, что при $B_0 \approx 10^6$, $\zeta \approx 2 \cdot 10^{-3}$, $N = 1024$ и $N^* = 1$ реализация DS-протокола в системе СКРК с использованием работающих при комнатной температуре фотоприемников позволяет обеспечить время детектирования $T_d \approx 1,8$ с. Как видно из (4), повысить скорость детектирования можно, например, за счет увеличения числа проверочных символов N^* . Однако в рамках DS-протокола такой прием одновременно приведет к пропорциональному снижению битрейта B .

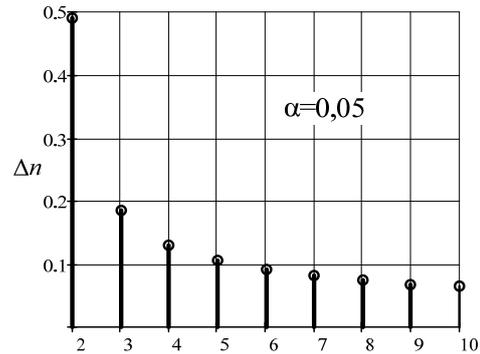


Рис. 2. Зависимость точности интервальной оценки Δn от числа измерений n при доверительной вероятности 0,95

Из последней формулы видно, что максимум C достигается в СКРК с временным кодированием tb -кубитов [18], в которых интерференционный контроль проводится в каждом тактовом интервале фрейма, а отношение N/N^* в формуле (4) обращается в единицу.

Литература

1. Bennett C.H., Brassard G. Quantum cryptography: Public key distribution and coin tossing // Proceedings of IEEE International Conference on Computers and Systems and Signal Processing. Bangalore, India. – 1984. – P. 175–179.
2. Bennett C.H. Quantum cryptography using any two non-orthogonal states // Phys. Rev. Lett. – 1992. – Vol. 68. – P. 3121–3124.
3. Ekert A. Quantum cryptography based on Bell's theorem / A. Ekert // Phys. Rev. Lett. – 1991. – Vol. 67, No. 6. – P. 661–663.
4. Wootters W.K., Zurek W.H. A single quantum cannot be cloned // Nature. – 1982. – Vol. 299. – 802 p.
5. Имре Ш., Балаж Ф. Квантовые вычисления и связь. Инженерный подход. – М.: Физматлит, 2008. – 320 с.
6. Кронберг Д.А., Ожигов Ю.И., Чернявский А.Ю. Квантовая криптография: учеб.-метод. пособие. – М.: Макс Пресс, 2011. – 112 с.
7. Килин С.Я., Хорошко Д.Б., Низовцев А.П. Квантовая криптография: идеи и практика. – Минск, 2008. – 392 с.
8. Stucki D. et al. High rate, long-distance quantum key distribution over 250 km of ultra low loss fibres // New J. Phys. – 2009. – Vol. 11. – P. 1–9.
9. Korzh B. et al. Provably Secure and Practical Quantum Key Distribution over 307 km of Optical Fibre // Nat. Photonics. – 2014. – Vol. 9, № 3. – P. 7.

10. Молотков С.Н. Об интегрировании квантовых систем засекреченной связи (квантовой криптографии) в оптоволоконные телекоммуникационные системы // Письма в ЖЭТФ. – 2004. – Т. 79. – С. 691–704.

11. Debuisschert T., Boucher W. Time coding protocols for quantum key distribution // Phys. Rev. A. – 2004. – Vol. 70. – P. 042306.

12. Lo H.-K., Ma X., Chen K. Decoy state quantum key distribution // Phys. Rev. Let. – 2005. – Vol. 94. – P. 230504.

13. Хорошко Д.Б., Пустоход Д.И., Килин С.Я. Квантовое распределение ключа на временных сдвигах с использованием состояний-ловушек // Оптика и спектроскопия. – 2010. – Т. 108, вып. 3. – С. 372–379.

14. Gisin N., Ribordy G., Tittel W. and Zbinden H. // Rev. of Modern Phys. – 2002. – Vol. 74. – P. 145–195.

15. Задорин А.С., Махорин Д.А. Матричное описание трансформации квантовых состояний одиночных фотонов в последовательности разбалансированных интерферометров Маха-Цендера // Доклады ТУСУРа. – 2015. – №3 (37). – С. 145–149.

16. Задорин А.С., Максимов А.В., Махорин Д.А. и др. Скорость генерации кода в системе квантового распределения ключей // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24). – С. 139–141.

17. Зайдель А.Н. Ошибки измерений физических величин: учеб. пособие. – СПб.: Лань, 2009. – 112 с.

18. Задорин А.С., Махорин Д.А. Принцип квантового распределения ключей по оптическому волокну на основе временных сдвигов ТВ-кубитов // Изв. вузов. Физика. – 2016. – Т. 69, № 3. – С. 24–29.

УДК 621.396.41

А.В. Гореvoy, А.А. Лукина

Реализация четырехпортового направленного фильтра с бегущей волной типа «шепчущей галереи»

Дан обзор различных электродинамической структур для возбуждения мод «шепчущей галереи» (МШГ) в экранированных диэлектрических СВЧ-резонаторах МШГ (РМШГ) в режиме бегущей волны для построения частотных дискриминаторов маломощных генераторов СВЧ. Предложен новый подход к реализации направленного фильтра на бегущих волнах. Данный фильтр работает одновременно в качестве частотозадающего и дискриминирующего элемента, позволяя строить генераторы СВЧ с ультранизким фазовым шумом благодаря дополнительной стабилизирующей обратной связи.

Ключевые слова: СВЧ-резонатор, моды шепчущей галереи, направленный фильтр.

Резонаторы на модах шепчущей галереи (РМШГ), которые обладают очень высокой добротностью, находят широкое применение в области генерации сигнала. Используя РМШГ в СВЧ-генераторах с комбинированной стабилизацией частоты, можно достичь низкого уровня фазовых шумов [1]. Этот метод предполагает, что высокодобротный РМШГ используется как в качестве элемента обратной связи в основном контуре генератора, так и в качестве элемента частотного дискриминатора (ЧД) в дополнительной обратной связи, который вместе с некоторыми элементами составляет систему стабилизации частоты [1]. Чувствительность ЧД во многом определяется устройством выделения волны, отраженной от резонатора. Минимальные потери и максимальную компактность обеспечивает циркулятор, внося, напротив, дополнительный фазовый шум. Пассивные устройства типа делителей мощности и квадратурных мостов не вносят шумов, но вносят потери не менее 6 дБ, на столько же ограничивая чувствительность ЧД [2].

Направленные фильтры на бегущих волнах (БВ), построенные с использованием квадратурных мостов, не вносят шумов и существенных потерь мощности, но сложны в настройке, так как требуют подбора положения двух или четырех зондов [3, 4].

Способ, описанный в [5], выглядит более удобным в реализации, но чувствителен к параметрам распределенной связи и требует изготовления диэлектрического волновода сложной формы.

Более простой и гибкий вариант возбуждения БВ с помощью отрезка линии описан в [6]. Как показали моделирование и эксперименты, частотные характеристики резонансного поглощающего элемента аналогичны более сложным вариантам. Следующим шагом стало развитие идеи до полноценного четырехпортового направленного фильтра для реализации автогенератора с комбинированной стабилизацией частоты. При этом все элементы связи и схемы генератора предполагается расположить на подложке внутри камеры резонатора

Описание конструкции фильтра

В отличие от [6], в новой конструкции элементы фильтра размещаются на подложке и предполагается, что в реальной конструкции на ней же расположатся и все элементы схемы генератора. Внешний вид модели фильтра показан на рис. 1.

Для получения критической связи с резонатором, необходимой для реализации частотного дискриминатора, одна из линий выгнута дугой, плавно сближаясь с торцом диска. Вторая линия расположена на подложке, обеспечивая относительно слабую связь, необходимую для замыкания обратной связи в автогенераторном кольце. При плавном сближении с резонатором волна постепенно и почти полностью перетекает в резонатор и поглощается им (рис. 2). До противоположного конца дуги энергия не доходит. Часть энергии откачивается из резонатора второй линией со слабой связью (рис. 3).

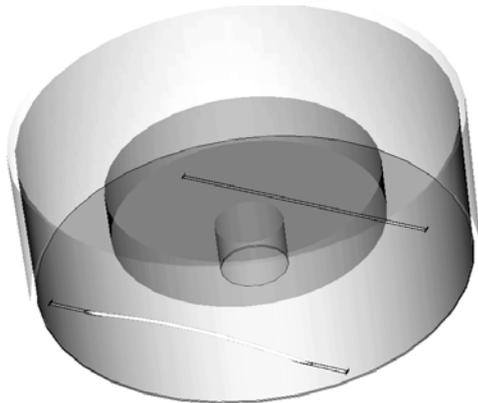


Рис. 1. Направленный фильтр

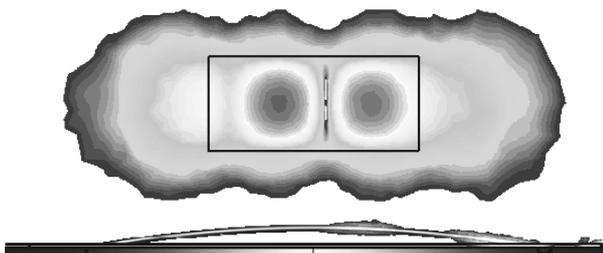


Рис. 2. Трехмерная модель и структура магнитной компоненты моды HE



Рис. 3. Поле в подложке

На рис. 4 и 5 показаны ЧХ четырехпортового фильтра в области резонанса и в широком диапазоне частот. Расчет сделан для моды HE_{811} . Из рис. 4 видно, что фильтр работает аналогично конструкциям из [1–4], не вносит дополнительных шумов, а значит, делает возможным получение экстремально низкого фазового шума на уровне минус 160 дБн/Гц на отстройке 1 кГц от несущей 10 ГГц.

Описание конструкции генератора

Из рис. 5 видно, что структура обладает обогащенным спектром точек, где возможно возникновение генерации при построении генератора. Отсюда естественным образом вытекает необходимость узкополосной фильтрации нужной моды. Система со стабилизируемым внешним генератором (как в [7]) избавляет от необходимости фильтрации мод, но требует его разработки, что может вызывать дополнительные трудности.

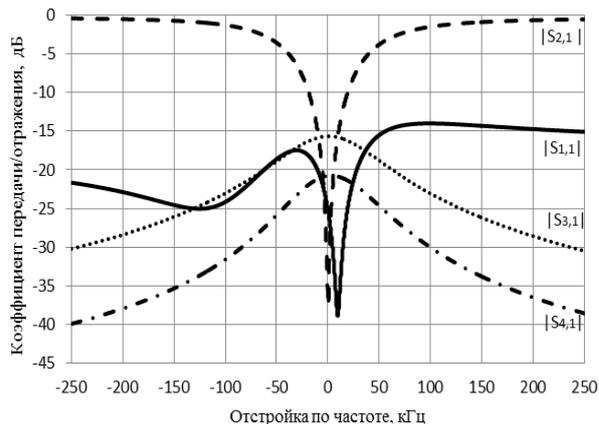


Рис. 4. Результаты моделирования параметров рассеяния

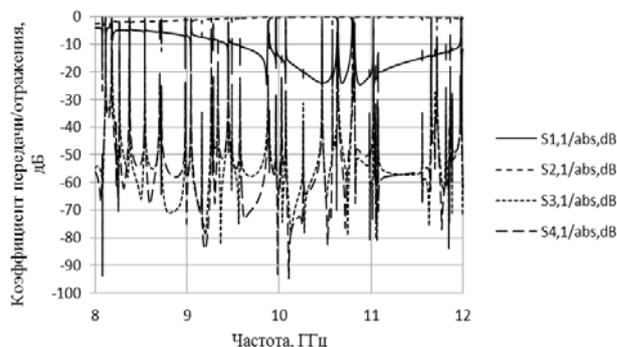


Рис. 5. Спектр частот резонатора

Структурная схема генератора с комбинированной стабилизацией частоты показана на рис. 6.

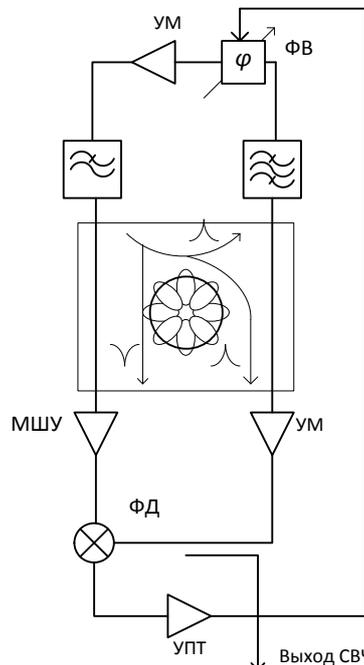


Рис. 6. Структурная схема генератора

Основное автогенераторное кольцо показано в верхней части схемы. В нем располагаются: усилитель мощности (УМ), фазовращатель (ФВ) установки баланса фаз и коррекции фазовых флуктуаций, фильтр моды и ФНЧ для подавления высших гармоник на выходе УМ.

Система дополнительной стабилизации частоты показана в нижней части схемы. В нее входят: МШУ для улучшения коэффициента шума системы, дополнительный УМ, фазовый детектор (ФД), усилитель постоянного тока сигнала фазовой ошибки (УПТ) и направленный ответвитель для вывода сигнала автогенератора на выход. Точка отбора мощности на выход выбрана таким образом, чтобы исключить влияние дополнительного УМ на спектр фазовых шумов сигнала.

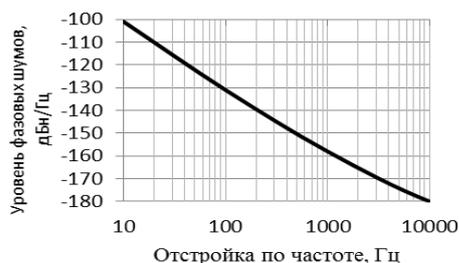


Рис. 7. Спектральная плотность фазовых шумов генератора

На рис. 7 показан расчетный спектр фазовых шумов выходного сигнала генератора по модели из [7] при условии, что мощность на входе дискриминатора равна 27 дБм, коэффициент шума МШУ равен 1 дБ, нерезонансные потери мощности между портами 1 и 2 равны 1 дБ и фликкерная константа МШУ $0,25 \cdot 10^{-12}$.

Заключение

Таким образом, предложенная конструкция направленного фильтра позволяет реализовать ком-

пактный генератор с уникально низким фазовым шумом на доступных и недорогих технологиях изготовления печатных плат с использованием коммерческих компонентов поверхностного монтажа.

Ожидается получение сигнала 10 ГГц с уровнем фазовых шумов около минус 160 дБн/Гц на отстройке 1 кГц от несущей.

Литература

1. Царапкин Д.П. Методы генерирования СВЧ-колебаний с минимальным уровнем фазовых шумов. – М., 2004.
2. Царапкин Д.П. Применения диэлектрических резонаторов с волнами типа «шепчущей галереи» для стабилизации частоты автогенераторов сверхвысоких частот // Радиотехника. – 2002. – № 2. – С. 28–35.
3. Tobar M.E., Ivanov E.N., Blondy P., Cros D. and Guillon P. Higher sapphire whispering gallery travelling wave resonators for oscillator frequency stabilization // IEEE Trans, on UFFC. – 2000. – Vol. 47, No. 2. – P. 421–426.
4. Shtin N., Lopez Romero J.M. and Prokhorov E. Novel sapphire directional filters for application to ultra low phase noise oscillators // Proc. ICEEE-CIE. – 2006. – P. 186–189.
5. Tsarapkin D.P., Shtin N.A. Whispering gallery travelling wave interferometer for low phase noise applications // Proc. IEEE IFCS. – 2004. – P. 762–765.
6. Горевой А.В., Лукина А.А. Возбуждение резонатора бегущей волны моды «шепчущей галереи» с линией передачи с распределенной связью // Proceeding of the 26 International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo). – Sevastopol, 2016.
7. Gorevoy A. A low noise oscillator based on a conventional dielectric resonator // Microwave Journal. – November 2013. – P. 84–94.

УДК 608.1

М.В. Заякин, М.В. Зинченко, А.В. Максимов, В.А. Тихонов

Восстановление контура по интерференционной картине

Представлено логическое продолжение работ, посвященных радиовидению. Предлагается способ восстановления контура объекта по определенной интерференционной картине.

Ключевые слова: интерференция, радиоволновое видение, восстановление.

Ранее в работах [1–3] рассмотрен способ радиоволнового сканирования с использованием интерференционной картины, создаваемой непосредственно на объекте. Интерференционную картину, возникающую при освещении объекта двумя источниками, достаточно сложно анализировать из-за неявного представления неоднородностей на исследуемом объекте в виде сдвига интерференционных полос. Для упрощения обработки результатов сканирования оператором необходимо представить данные в более удобной форме.

Восстановление рельефа объекта осуществляется построчной обработкой интерферограммы. При анализе строки интерферограммы определяется разность фаз, присутствующая в интерференционной

картине в неявном виде. На основании фазовой картины восстанавливается разность хода. Используя полученные данные, определяется расстояние от плоскости базы облучающих антенн до точек объекта. В результате вычисляется совокупность расстояний, позволяющая представить контур и рельеф объекта.

Математическое описание восстановления

Исходными данными для восстановления являются значения интенсивности и расстояние между плоскостью базы и центром контура объекта. Из интерференционной картины выделяется разность фаз.

Несмотря на то, что разность фаз в явном виде не присутствует в интерференционной картине, она выделяется при представлении интенсивности через

амплитуды волн, излучаемых антеннами, на основе теоремы косинусов:

$$I_a(x)^2 = A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \cdot \cos(\varphi(x)), \quad (1)$$

где $\varphi(x) = \angle A_1A_2$ – разность фаз; I_a – результирующая амплитуда; I_a^2 – интенсивность; A_1 и A_2 – амплитуды сигналов, излучаемых антеннами.

На рис. 1 приведено векторное представление волн, поясняющее формулу (1).

Из формулы (1) выражается разность фаз, таким образом определяется циклическая фаза для интенсивности или разность фаз между волнами, облучающих антенн.

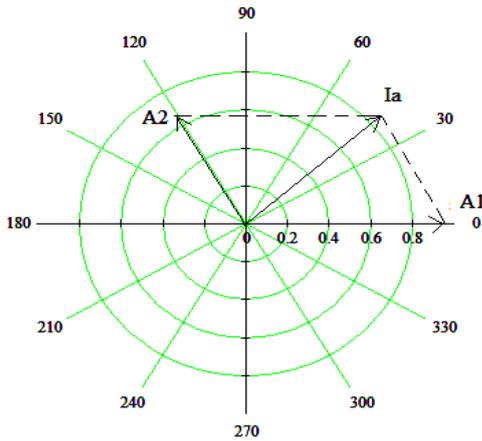


Рис. 1. Векторное представление волн

Разность фаз определяется формулой (2).

$$|\varphi(x)| = \left| \pi - \arccos\left(\frac{A_1^2 + A_2^2 - I_a(x)^2}{2A_1A_2} \right) \right|. \quad (2)$$

На рис. 2 приведены вычисленные разность фаз и интенсивность в нормированном виде.

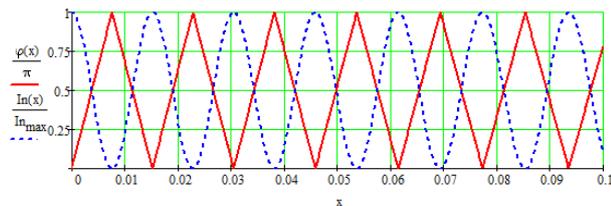


Рис. 2. Разность фаз и интенсивность на объекте

На основании информации о фазе восстанавливается разность хода лучей. Для этого вычисленная фаза подвергается процедуре выпрямления, устраняющей цикличность. Процедура выпрямления производится по следующей формуле

$$\varphi_d(x) = \int_0^x \left| \frac{d}{dx} \varphi(x) \right| dx. \quad (3)$$

Процедура выпрямления позволяет перейти от циклической разности фаз к абсолютному приращению для дальнейшего преобразования в разность хода.

Для вычисления разности хода используется формула (4).

$$\Delta r_{\text{rec}}(x) = \frac{\varphi_d(x)}{2\pi} \cdot \lambda, \quad (4)$$

где λ – длина волны облучающих антенн.

На рис. 3 представлена разность хода, восстановленная по формуле (4), сплошной линией и смещенная исходная разность хода пунктиром.

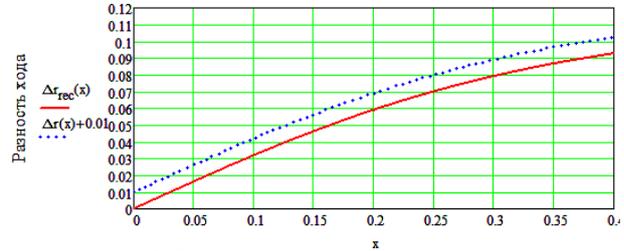


Рис. 3. Разность хода волн от излучателей

Разность хода представима как разность расстояний от излучающих антенн до анализируемой точки на объекте.

$$\Delta r_{\text{rec}}(x) = \sqrt{\text{rec}(x)^2 + (x+b)^2} - \sqrt{\text{rec}(x)^2 + (x-b)^2}, \quad (5)$$

где $\text{rec}(x)$ – расстояние от плоскости антенн до рассматриваемой точки объекта.

Производя преобразование формулы (5), можно вычислить расстояния до объекта, являющиеся искомым контуром:

$$\text{rec}(x) = \sqrt{\frac{(4b^2 - \Delta r_{\text{rec}}(x)^2) \cdot (4x^2 - \Delta r_{\text{rec}}(x)^2)}{4 \cdot \Delta r_{\text{rec}}(x)^2}}, \quad (6)$$

где b – половина размера базы.

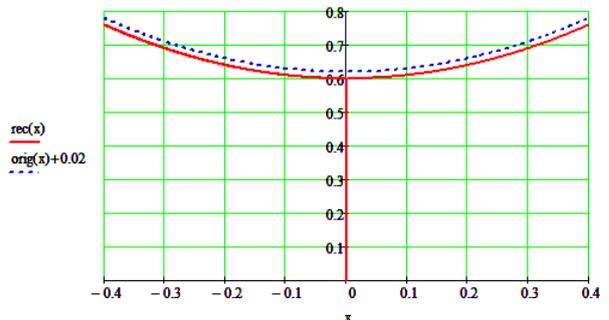


Рис. 4. Восстановленный и исходный контуры

На рис. 4 представлены: пунктирной линией – исходный контур, сплошной линией – восстановленный контур. В восстановленном контуре имеется точка разрыва, не влияющая на результаты восстановления.

Представленный метод восстановления позволяет воспроизвести контур сканируемого объекта за исключением «слепой» зоны в области равных фаз.

Физически точка разрыва будет совпадать со «слепой» зоной.

Для создания объемной картины восстановленные строки объединяются в поверхность, повторяющую форму исходного объекта. На рис. 5 и 6 соответственно изображены исходная и восстановленная поверхности.

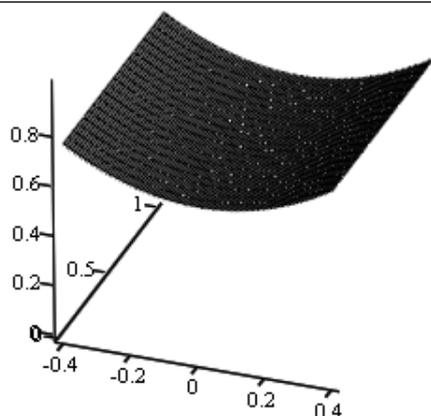


Рис. 5. Исходная поверхность

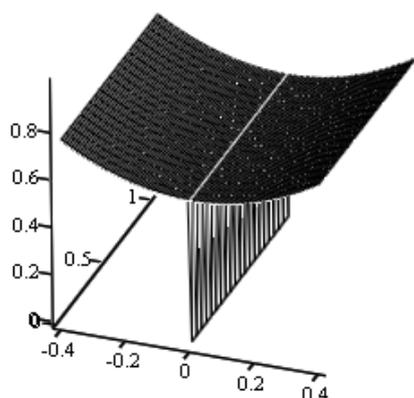


Рис. 6. Восстановленная поверхность

Заключение

Проведено математическое моделирование восстановления контура и поверхности исследуемого объекта. Полученный результат соответствует теоретическим исследованиям интерферограмм. Точка разрыва при восстановлении совпадает со «слепой» зоной по центру интерферограммы при сканировании. Этот факт устраняет необходимость коррекции точки разрыва.

Успешное восстановление возможно при наличии информации о расстоянии между антеннами и объектом сканирования. Данное условие обеспечивается расположением человека на фиксированном расстоянии от антенн.

Литература

1. Заякин М.В., Зинченко М.В., Ивушкин К.В., Максимов А.В., Тихонов В.А. Радиоволновое сканирование: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2015», Томск, 13–15 мая 2015 г. – Томск: В-Спектр, 2015. – Ч. 1. – С. 41–43.
2. Заякин М.В., Зинченко М.В., Максимов А.В., Тихонов В.А. Зависимость интенсивности интерферограммы от размеров источников освещения: матер. докладов XI науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». Томск 25–27 ноября, 2015. – Томск: В-Спектр, 2015. – Ч. 1. – С. 48–51.
3. Заякин М.В., Зинченко М.В., Максимов А.В., Тихонов В.А. Интерферограммы на объектах произвольной формы: матер. XXI Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2016», Томск 25–27 мая 2016 г. – Томск: В-Спектр, 2016. – Ч. 1. – С. 170–172.

УДК 621.382

Б.И. Авдоченко, Г.Ф. Карлова, А.М. Цырендоржиева

Тонкоплёночный датчик слабых магнитных полей

Исследована возможность разработки датчика магнитных полей с индукцией порядка 100 нТл на основе тонких плёнок пермаллоя. Приведены технология и результаты исследования мостового датчика с толщиной плёнок 150 нм и шириной полосок 10 нм, сформированных в виде перпендикулярно расположенных меандров. При токе через датчик 0,1 мА получена чувствительность 5 В/Тл, значительно превышающая чувствительность зарубежных датчиков серии НМС (фирмы Honeywell).

Ключевые слова: пермаллой, магниторезистивный датчик магнитной индукции, тонкие плёнки.

Датчики слабого магнитного поля широко применяются и используются в геологии, медицине, робототехнике, охранной сигнализации, в системах навигации и специальной аппаратуре двойного назначения. Постоянно повышающиеся требования к чувствительности, точности, энергопотреблению и массогабаритным параметрам требуют предельного использования существующих и освоения новых технологий массового производства датчиков. Существующие высокочувствительные квантовые [1] и СКВИД-магнитометры [2] предназначены для работы в стационарных условиях, являются сложными,

громоздкими и дорогостоящими устройствами и поэтому не находят широкого применения.

Благодаря высоким магнитным свойствам в качестве материалов датчиков магнитных полей широко применяются железоникелевые сплавы (пермаллой). Магниторезистивные датчики на основе пермаллоя отличаются высокой чувствительностью и позволяют измерять самые малые изменения магнитного поля.

Пермаллой относится к группе магнитно-мягких материалов с высокой магнитной проницаемостью в слабых магнитных полях $H = 0,08\text{--}8$ А/м.

Для них характерны также малая коэрцитивная сила $H_c = 1,2\text{--}32$ А/м, низкие потери при перемагничивании, большая чувствительность, от 10^{-13} до 10^{-4} А/м, и повышенное удельное электрическое сопротивление $\rho = (0,2\text{--}0,9) \cdot 10^{-6}$ Ом·м, что позволяет расширить частотный диапазон их использования. Пермаллои имеют структуру γ -твёрдого раствора. По химическому составу их принято подразделять на низконикелевые (35–65% Ni) и высоконикелевые (75–80% Ni). Наибольшей магнитной проницаемостью обладает сплав, содержащий 78,5% Ni. Причина легкой намагничиваемости этого сплава – наличие у него близких к нулю значений константы кристаллографической магнитной анизотропии K и коэффициента объемной магнитострикции s . Процессы намагничивания у таких сплавов протекают более легко, так как уменьшается разница в работе, необходимой для намагничивания в различных кристаллографических направлениях, а также снижаются внутренние напряжения, возникающие в результате магнитострикции. Пермаллой механически мягкий и устойчив к коррозии.

К числу преимуществ магниторезистивных датчиков можно также отнести широкий диапазон рабочих температур (от -55 до 150 °С) и долгий срок службы, независимость от магнитного дрейфа.

В основе принципа действия датчиков лежит анизотропный магниторезистивный эффект, который заключается в способности пермаллоевой плёнки изменять своё сопротивление в зависимости от взаимной ориентации притекающего через неё тока и направления её вектора намагниченности. Внешнее магнитное поле поворачивает вектор намагниченности плёнки M на угол, величина которого зависит от направления и величины этого поля (рис. 1), при этом изменяется сопротивление плёнки.

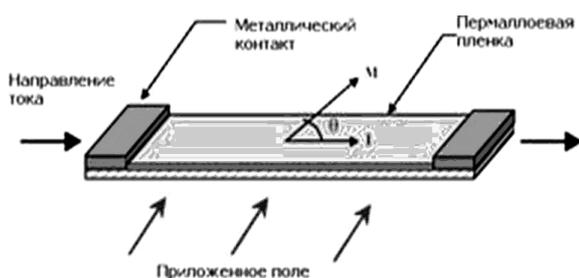


Рис. 1. Схема магниторезистивного элемента

Основной характеристикой магниторезисторов является зависимость сопротивления от индукции магнитного поля $R = f(B)$:

$$R = R_0(1 + \text{tg}^2\theta_L), \quad (1)$$

где θ_L – угол отклонения линий тока; R_0 – сопротивление образца в отсутствие магнитного поля, $\text{tg}^2\theta_L = \mu B$; μ – подвижность носителей заряда.

Технология изготовления активного элемента включала в себя процессы фотолитографии, напыления, химического травления и осаждения, создания омических контактов, а также термокомпрессию выводов и их разварку. Активный элемент датчика представлял собой тонкую магнитную плёнку тол-

щиной 150 нм, полученную магнетронным распылением пермаллоевой мишени состава Ni75 Fe25. Магниторезистивные элементы датчика выполнены в форме меандра с расстояниями между проводниками и шириной проводников 10 мкм, включенных в виде моста. Сопротивление датчика 55–60 кОм, размеры $4 \times 4 \times 0,5$ мм³. В качестве керамической подложки использовался поликор и ситалл.

Поскольку минимальная величина измеряемой магнитной индукции 100 нТл значительно ниже магнитного поля Земли и наводок, при разработке датчика особое внимание уделялось компенсации внешних магнитных полей, а также уменьшению собственных шумов датчика. На рис. 2 приведена топология пермаллового датчика.

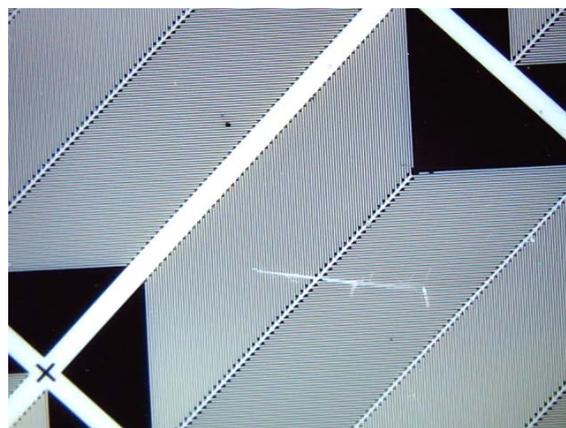


Рис. 2. Топология пермаллового датчика

Исследования датчиков проводились в статическом и переменном магнитном поле частотой 0,05–100 Гц.

Источником однородного магнитного поля был соленоид, витки которого расположены вплотную друг к другу.

В средней части внутри полости соленоида, длина которого значительно больше диаметра, создается однородное магнитное поле, направленное вдоль оси соленоида. Оно в середине соленоида и спадает к его концам. Величина напряженности магнитного поля внутри соленоида H пропорциональна силе тока I и определяется по формуле

$$H = I \cdot n_0, \quad (2)$$

где n_0 – число витков на единицу длины.

Вектор магнитной индукции B связан с вектором напряженности магнитного поля H выражением

$$B = \mu\mu_0 H, \quad (3)$$

где μ_0 – магнитная постоянная воздуха ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Гн/м); μ – относительная магнитная проницаемость среды.

В случае расположения датчика в центре соленоида перпендикулярно магнитному потоку

$$B = \mu\mu_0 I n_0. \quad (4)$$

Постоянный коэффициент соленоида $\mu\mu_0 n_0$ определялся путем калибровки, величина индукции в широких пределах регулировалась изменением тока через соленоид.

В результате проведенных исследований показана возможность разработки сенсора слабых переменных магнитных полей (50 нТл) на нанопленках пермаллоя. Показано, что чувствительность (5 В/Тл при токе 0,1 мА) разработанного датчика значительно выше чувствительности аналогичных зарубежных аналогов [3]. Доказано, что по шумовым свойствам датчики на нанопленках магниточувствительных материалов на порядок превосходят датчики Холла.

В конструкции датчика могут быть объединены несколько мостовых схем, образуя, таким образом, двух- и трехосевые сенсоры.

Литература

1. Введенский В.Л., Ожогин В.И. Сверхчувствительная магнитометрия и биомагнетизм. – М., 1986. – 199 с.
2. Александров Е.Б., Вершовский А.К. // УФН. – 2009. – Т. 179, вып.6. – С. 805–837.
3. Датчики фирмы Honeywell
dmpkpress.com/files/PDF/978-5-94020-004-8.pdf

УДК 681.5:004

О.Ф. Цуверкалова, М.Н. Галанова, И.Н. Кунянькин, Д.А. Меркулов

Статистический анализ состояния технологических систем АЭС

Рассматриваются возможные подходы к оценке состояния технологических систем на основе статистической обработки данных мониторинга параметров оборудования в режиме реального времени.

Ключевые слова: технологические параметры, контроль качества, мониторинг, диагностика, статистическая обработка.

Одним из первостепенных условий обеспечения безопасности атомных станций является стабильность работы технологического оборудования. Это обеспечивается непрерывным мониторингом значений основных технологических параметров. На действующих станциях России в обязательном порядке используется в том или ином виде система представления технологических параметров (СПТП). Данный программный комплекс предназначен для обеспечения сотрудников АЭС информацией в режиме реального времени. В качестве технологической информации представлены значения аналоговых и дискретных параметров в объеме данных, поступающих от системы верхнеблочного уровня АСУТП. Программа представляет собой визуализатор технологических систем в виде мнемосхем (фрагментов), таблиц и трендов текущих значений технологических параметров. Каждый параметр имеет следующие градации – текущее значение, верхнюю и нижнюю предупредительные границы, верхнюю и нижнюю аварийные границы. При достижении границ параметр на схеме меняет свой цвет в последовательности зеленый, желтый, красный. Система позволяет контролировать режимы работы технологического оборудования энергоблока и анализировать процессы на основе общей информации о текущей ситуации.

Вместе с тем анализ ситуаций, приводящих к нарушениям режимов нормальной эксплуатации, позволяет сделать вывод о том, что сигнализация, показывающая технологу, что достигнут верхний предел значения, для ряда параметров формируется одновременно с командами технологических защит и блокировок (ТЗиБ) на отключение технологического оборудования. Таким образом, технолог фактически не имеет времени на оценку ситуации и тем

более на принятие решения о корректировке технологических режимов. Однако следует отметить, что отклонения в работе оборудования не возникают мгновенно, а формируются в течение некоторого промежутка времени, поэтому целесообразно дополнить процедуру мониторинга использованием статистических методов обработки текущих значений. Статистические методы обладают таким важным преимуществом, как возможность обнаружения отклонения от технологического процесса не тогда, когда процесс вышел из-под контроля, а заблаговременно, когда можно своевременно вмешаться в процесс и скорректировать его.

Таким образом, представляется целесообразным разработать и внедрить автоматизированную систему статистического контроля технологических процессов, которая позволит:

- осуществлять оперативный статистический контроль;
- обеспечивать специалистов оперативной аналитической информацией о стабильности технологических процессов на АЭС;
- прогнозировать выход процессов из стабильного управляемого состояния.

Пример технологического нарушения эксплуатации

На Ростовской АЭС использование статистических методов для обработки результатов мониторинга было впервые предложено начальником отдела технической диагностики А.К. Адаменковым, использовавшим расчет скользящих дисперсий для анализа развития технологического нарушения эксплуатации (ТНЭ), имевшего место в 2010 г. и приведшего к разгрузке энергоблока.

Суть рассматриваемого ТНЭ заключалась в следующем. По факту увеличения давления в конденса-

торе 1 турбопитательного насоса ТПН-2 действием защиты был сформирован сигнал на останов в 15:38. Фиксирование оператором отклонений в работе оборудования и его действия по корректировке технологического процесса начались в 14:00.

В результате обработки архивных данных (расчета скользящих дисперсий) за рассматриваемый период времени было зафиксировано, что первоначально изменения в работе оборудования наблюдались уже в 7:30 утра, а затем в 12:30. При этом технологические параметры за рассматриваемый период не выходили за установленные границы значений. При начале предупредительных работ в 12:30, а не в 14:00, процесс возникновения ТНЭ был бы как минимум контролируемым (предупреждение системного оператора, плавное снижение нагрузки и т.п.). Оценка ситуации показывает, что существует большая вероятность того, что при заранее принятых действиях ТНЭ удалось бы избежать [1].

Приведенный пример показывает целесообразность применения статистических методов при проведении диагностики текущего состояния оборудования.

Применение карт контроля качества для диагностики состояния оборудования

Одно из возможных направлений совершенствования статистических методов контроля связано с использованием существующих программных продуктов, позволяющих проводить обработку данных в режиме реального времени. В качестве среды обработки данных был выбран пакет STATISTICA компании Statsoft, включающий в себя специальный промышленный модуль STATISTICA QualityControl (QC) – контроль качества. Использование инструментов модуля позволяет создавать карты контроля качества, определяющие и визуализирующие различные статистические характеристики изучаемого процесса [2].

Наиболее часто используемыми видами контрольных карт являются:

– X-карта. На эту контрольную карту наносятся значения выборочных средних для того, чтобы контролировать отклонение от среднего значения непрерывной переменной;

– R-карта. Для контроля за степенью изменчивости непрерывной величины в контрольной карте этого типа строятся значения размахов выборки.

Во всех контрольных картах по горизонтальной оси откладываются номера соответствующих выборок; а по вертикальной оси – значения статистических характеристик. Центральная линия соответствует значению параметра, используемому в качестве «стандарта». Кроме центральной линии, на карте обычно присутствуют две дополнительные горизонтальные прямые, обозначающие верхний и нижний контрольные пределы (ВКП и НКП соответственно). Контрольные пределы по умолчанию устанавливаются на уровне $\pm 3\sigma$ (σ – среднее квадратическое отклонение от центральной линии) либо могут задаваться пользователем. Когда точки на контрольной

карте, соответствующие выборочным значениям контролируемой характеристики, оказываются вне ограниченной контрольными пределами области, есть основания предполагать, что производственный процесс разладился.

Для отслеживания появления систематической тенденции в расположении точек на контрольной карте используются критерии серий. Эти критерии позволяют сделать разграничение между нормальным производственным процессом, вариации в котором появляются только в силу действия случайных причин, и вышедшим из-под контроля процессом, в котором вариации характеристик обусловлены некоторыми неслучайными факторами. Для задания критериев поиска серий область контрольной карты делится на три «зоны». Зона А определяется как область, расположенная на расстоянии от 2σ до 3σ по обе стороны от центральной линии, зона В – как область, отстоящая от центральной линии на расстояние от σ до 2σ , а зона С – как область, расположенная между центральной линией по обе ее стороны и ограниченная прямыми, проведенными на расстоянии $\pm\sigma$ от центральной линии. Попадание определенного количества точек в ту или иную зону позволяет делать предположения о качестве процесса.

Анализ работы турбопитательного насоса с использованием контрольных карт

Возможность применения карт контроля качества была проверена на примере анализа работы турбопитательного насоса (ТПН) М.Н. Галановой и Д.А. Меркуловым

Применим предлагаемую методику для анализа частоты вращения ротора. Для этого построим X- и R-карты с аварийными пределами, задаваемыми регламентом АЭС, и с пределами $\pm 3\sigma$, которые вычисляются исходя из средних значений выборок. Объем выборок возьмем равным 5.

Как видно на X-карте с границами, установленными регламентом (рис. 1), процесс идет стабильно, не выходя за границы допустимых значений. И только график размахов показывает сильную колеблемость процесса, что может говорить о возможных отклонениях в работе оборудования. Теперь обратимся к X-карте с границами в $\pm 3\sigma$ (рис. 2). Здесь уже прослеживаются частые изменения в значениях частоты вращения ротора. Тем не менее практически все значения находятся в допустимых границах, и хотя две точки выходят за пределы $\pm 3\sigma$, это можно объяснить случайными факторами. Вместе с тем следует отметить, что несмотря на то, что скользящая средняя (нижняя линия на рис. 2) не выходит за допустимую область, в изменении значений показателя присутствует явный тренд на снижение. Это может говорить как о нарушении технологического процесса, так и об изменении режима работы или об останове оборудования. Исследование процесса с помощью критериев серий (рис. 3) также подтверждает наличие тренда.

Аналогичные исследования были проведены и для других параметров ТПН, таких как расход пита-

тельной воды, давление на напоре, виброскорость и температура подшипников, а также для различных объемов выборок. Дополнительно в качестве тестового примера был проведен анализ архивных данных упоминавшегося выше технологического нарушения, подтвердивший выводы, сделанные А.К. Адаменковым.

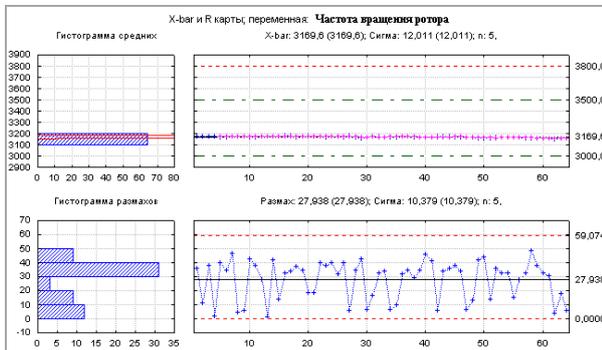


Рис. 1. X- и R-карты частоты вращения ротора с границами, установленными регламентом



Рис. 2. X-карта частоты вращения ротора с границами $\pm 3\sigma$

	Частота вращения	
	от	до
Зоны A/B/C: 3,000/2,000/1,000 * Сигма		
Критерии против альтернатив спец. вида		
9 точек по одну сторону от центра	56	64
6 точек в возр./уменьш. ряду	ОК	ОК
14 точек в "шахматном порядке"	ОК	ОК
2 из 3 точек в зоне А или вне ее	57	59
	60	62
4 из 5 точек в зоне В или вне ее	55	59
	60	64
15 точек в зоне С	ОК	ОК
8 точек вне зоны С	56	63

Рис. 3. Критерии серий для частоты вращения ротора

Построение контрольных карт позволило выявить недостаток, присущий используемой системе контроля. Как уже отмечалось, СПТП реагирует только на выход значений за предупредительные или аварийные границы. При задании этих границ в качестве верхнего и нижнего контрольных пределов карты контроля качества для средних значений, как было показано выше, оказываются нечувствительными к изменению параметров. Поэтому представляется целесообразным при проведении мониторинга ориентироваться не на нормативные контрольные границы, а на более узкие, например, $\pm 3\sigma$, что позволит диагностировать отклонения на ранних этапах их возникновения.

Оценка состояния технологического процесса на основе трехкомпонентного вектора

К недостаткам применения карт контроля качества следует отнести необходимость приобретения пакета STATISTICA и его интегрирования в существующую информационную систему предприятия, что приведет к значительным финансовым и временным затратам. В связи с этим представляется целесообразным разработать самостоятельную методику, базирующуюся на расчете набора статистических показателей, характеризующих состояние технологического процесса.

Анализ возможных аномальных ситуаций позволил выявить три типа отклонений от нормального течения процесса: возникновение тренда, появление «всплесков» – отклонений с большой амплитудой, изменение частоты/периода колебаний. В рамках работы над заданием турнира ТеМП, проводившегося ГК «Росатом» в марте–апреле 2016 г., И.Н. Куньянкиным было выдвинуто предложение оценивать состояние технологического процесса с помощью трехкомпонентного вектора, каждая из компонент которого характеризует одну из перечисленных особенностей процесса. Компоненты вектора являются безразмерными, что позволяет обеспечить универсальность методики.

Для практического применения методики необходимо наличие архивных данных, описывающих нормальную работу оборудования (например, новое оборудование или оборудование после планово-предупредительного ремонта (ППР)) в различных режимах. Это необходимо для определения нормативных значений показателей, характерных для нормальной работы оборудования.

Ниже приводится предлагаемый алгоритм построения вектора.

1. Для n последовательных значений наблюдаемого параметра определяются среднее арифметическое (скользящая средняя) x_{cp} , наибольшее x_{max} и наименьшее x_{min} значения.

2. Для выявления «всплесков» находится размах вариации: $R = x_{max} - x_{min}$.

3. Рассчитывается коэффициент осцилляции: $K_{oc} = R/x_{cp}$.

4. Первая компонента вектора определяется как отношение $K_{oc}/K_{оснорм}$.

5. По скользящим средним рассчитываются абсолютные приросты и определяется доля положительных приростов d^+ (при отсутствии тренда эта величина близка к 0,5).

6. Вторая компонента вектора определяется как отношение $d^+/0,5$.

7. Период колебаний P определяется как порядок наибольшего по величине коэффициента автокорреляции уровней временного ряда, полученного исключением тренда.

8. Третья компонента вектора определяется как отношение $P/P_{норм}$.

9. Полученный вектор сравнивается с идеальным вектором (1; 1; 1), характеризующим нормальное течение процесса. Чем больше отличие компоненты вектора от 1, тем сильнее выражена соответствующая аномалия. Результаты сравнения могут быть легко визуализированы с помощью лепестковой диаграммы.

Следует отметить, что объем выборки n должен подбираться индивидуально (в зависимости от оборудования, измеряемого параметра, частоты съема данных и т.п.) и при необходимости может быть изменен или проведены расчеты для нескольких значений n с целью уточнения результатов.

К положительным сторонам предлагаемой методики следует отнести:

- простоту реализации (предлагаемая методика может быть легко реализована на базе MS Excel либо любого другого программного продукта, имеющего возможность статистической обработки данных);

- оперативное информирование оператора о потенциальных аномалиях, своевременное выявление отклонений;

- накопление информационной базы по возможным нарушениям в работе оборудования.

К слабым сторонам можно отнести:

- необходимость внесения доработок в существующую систему оповещения оператора;

- использование дополнительной информации, требующей понимания/обучения.

Кроме того, тестирование предложенной методики на реальных данных выявило значительные сложности, связанные с определением периода колебаний. В настоящее время рассматриваются альтернативные подходы к определению третьей компоненты вектора.

Выводы

Внедрение статистических методов контроля за работой оборудования в практику эксплуатации АЭС позволит обеспечить:

- своевременное выявление аномалий в работе оборудования и оперативное реагирование на них, предотвращение нештатных ситуаций;

- уменьшение вероятности неплановых остановов оборудования, увеличение времени наработки на отказ, создание базы для дальнейшего развития системы диагностики;

- предотвращение финансовых потерь вследствие недовыработки электроэнергии, сокращение времени и затрат на ремонты оборудования.

Вместе с тем следует отметить, что любая автоматизированная система статистического контроля технологических процессов лишь выполняет функцию информирования оператора и не вносит никаких корректирующих воздействий. Принятие решения о том, является ли отклонение от нормального состояния процесса свидетельством возникновения аномалии, должно приниматься специалистами, опираясь на предыдущий опыт эксплуатации оборудования и анализ возникших нештатных ситуаций.

В качестве перспектив дальнейших исследований можно выделить следующие направления:

1. Создание базы данных, характеризующих нормальную работу оборудования при различных режимах эксплуатации.

2. Разработка методики определения объема выборки с учетом индивидуальных особенностей оборудования.

3. Предложенные подходы не учитывают наличие зависимости между различными параметрами системы. Между тем качество процесса обычно характеризуется несколькими показателями и эти показатели могут быть коррелированы между собой. В последнем случае независимый контроль по отдельным показателям может привести к значительным погрешностям; результат контроля часто оказывается неадекватным реальной ситуации: возможны как пропуски фактической разладки процесса, так и необоснованные остановки оборудования при выходе используемых статистик за контрольные пределы. Таким образом, еще одной из возможных задач является учет взаимосвязей между контролируемыми параметрами.

Литература

1. Сальников А.А., Жуков А.Г., Адаменков А.К. «Режимная диагностика» на основе преобразования данных системы представления технологических параметров // Восьмая Междунар. науч.-техн. конф. «Безопасность, экономика и эффективность атомной энергетики»: тезисы докл. – М.: Концерн «Росэнергоатом», 23–25 мая 2012 г. – С. 128–130.

2. Описание инструментов программного модуля STATISTICA QualityControl (QC). Контроль качества [Электронный ресурс]. – Режим доступа: URL: <http://statistica.ru/local-portals/quality-control/>

Секция 11

ОРГАНИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – *Тувев Василий Иванович*, д.т.н., зав. каф. РЭТЭМ

УДК 621.317.361

С.П. Шкарупо, А.Ю. Олисовец

Способ измерения импеданса химических источников тока

Описан способ измерения импеданса химических источников тока. Приведены результаты испытания метода на макете.

Ключевые слова: импеданс, химический источник тока, сигнал, микроконтроллер, прибор.

Надежность систем гарантированного электропитания, включающих вторичные химические источники тока (ХИТ) – аккумуляторы, имеет высокое значение, поскольку от своевременности проведения технического обслуживания и замены вышедших из строя аккумуляторов зависит надежность и работоспособность питаемого оборудования.

Внутреннее сопротивление ХИТ является важным параметром, значение которого несет информацию о степени деградации ХИТ [1], позволяет прогнозировать продолжительность его работоспособности и определить время замены этого ХИТ.

На рис. 1 приведена эквивалентная схема внутреннего сопротивления ХИТ [5].

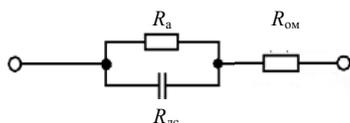


Рис. 1. Эквивалентная схема внутреннего сопротивления ХИТ

Эквивалентная схема ХИТ состоит из омического сопротивления электролита $R_{ом}$, активного сопротивления электрохимических реакций R_a и электрической емкости двойных электрических слоев $C_{дс}$, имеющих место на границах разделов электродов с электролитом ХИТ.

Известные способы измерения [3] и [4] дают информацию только о величине внутреннего сопротивления постоянному току ХИТ и значениям активной и реактивной составляющих ХИТ.

Целью исследования является разработка нового способа измерения значений всех составляющих внутреннего сопротивления ХИТ.

Измерение составляющих внутреннего сопротивления ХИТ проводится следующим образом (рис. 2). Микроконтроллер формирует на выходе 2 управляющее напряжение, приводящее к замыканию

управляемого ключа S1. Напряжение ХИТ через делитель R1–R2 подается на вход АЦП микроконтроллера 1, где оно хранится в ОЗУ, после чего производятся расчеты. Измерения тока производятся путем деления напряжения на ХИТ, на нагрузочный резистор R1.

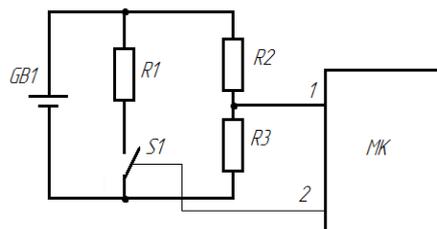


Рис. 2. Функциональная схема прибора

В результате импульсного воздействия на ХИТ получаем сигнал, изображенный на рис. 3.

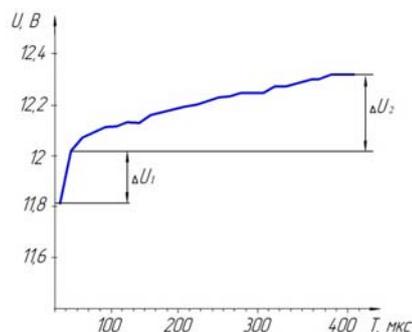


Рис. 3. Напряжение на ХИТ после воздействия импульсной нагрузки

Как видно из рис. 3, напряжение на аккумуляторе не изменяется резко, это обусловлено, как говорилось ранее, наличием реактивной составляющей.

Значение омического сопротивления $R_{ом}$ рассчитывается микроконтроллером по формуле (1):

$$R_{ом} = \Delta U_1 / I, \quad (1)$$

где ΔU_1 – изменение напряжения, I – ток, протекающий через ХИТ.

$$R_{\text{ом}} = 0,128 \text{ В} / 1,53 \text{ А} = 84 \text{ мОм.}$$

Значение активного сопротивления R_a электрохимической реакции рассчитывается микроконтроллером по формуле (2):

$$R_a = \Delta U_2 / I, \quad (2)$$

где ΔU_2 – изменение напряжения; I – ток, протекающий через ХИТ.

$$R_a = 0,256 \text{ В} / 1,53 \text{ А} = 168 \text{ мОм.}$$

Значение емкости двойных электрических слоёв $C_{\text{дс}}$ рассчитывается по формуле (3):

$$C_{\text{дс}} = t_n / 3R_a, \quad (3)$$

где t_n – время переходного процесса; R_a – сопротивление электрохимических реакций.

$$C_{\text{дс}} = 400 \cdot 10^{-6} / (3 \times 168 \cdot 10^{-3}) = 0,8 \text{ мкФ.}$$

Суммарное внутреннее сопротивление аккумулятора, измеренное прибором, составляет: $R = R_a + R_{\text{ом}} = 168 \text{ Ом} + 84 \text{ Ом} = 254 \text{ Ом}$, паспортные данные – 260 Ом.

Таким образом, предлагаемый способ определения внутреннего импеданса позволяет определить составные части внутреннего сопротивления химического источника тока с достаточно высокой точностью.

Литература

1. Таганова А.А. Диагностика химических источников тока // Современная электроника. – 2007. – № 7. – С. 20–22.
2. Багоцкий В.С. Химические источники тока / В.С. Багоцкий, А.М. Скундин. – М.: Энергоиздат, 1981. – 360 с.
3. ГОСТ Р МЭК 60896-2-99. Свинцово-кислотные стационарные батареи. Общие требования и методы испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 1999. – 54 с.
4. 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.
5. Туев В.И. Измерение сопротивлений двухполюсников с применением импульсного сигнала // Известия Том. политех. ун-та. – 2006. – № 1. – С. 178–182.

УДК 621.383.51

А.Е. Здрок, А.М. Аллануров, С.А. Артищев, Е.С. Пушкарева, А.Г. Лоцилов

Исследование возможностей управления формой капли жидкости в системе ультразвукового капиллярного дозирования

Рассматриваются особенности применения технологии ультразвукового капиллярного дозирования для задачи изготовления изделий печатной электроники. Рассмотрены основные проблемы, возникающие при формировании однородных пленок с использованием данной технологии и пути их решения. Особое внимание уделено проблеме формирования капли с заданными параметрами формы. Описана разработанная установка для проведения экспериментальных исследований. Показана экспериментальная зависимость формы капли от параметров управляющего воздействия. Предложен алгоритм дозирования.

Ключевые слова: ультразвуковой капиллярный эффект, технология печати, импеданс, форма капли.

Современные системы и оборудование, позволяющие реализовывать аддитивное формирование рисунка электропроводящих, полупроводящих и диэлектрических слоёв методом принтерной печати, базируются на различных способах дозирования. Среди них можно выделить: струйные принтеры (inkjet-printing) [1–4], устройства поршневого дозирования [5], а также системы ультразвукового капиллярного дозирования [6].

К преимуществам последнего метода [7–8] можно отнести высокую разрешающую способность (до 5 мкм), однородность поверхности пленки и четкость границ рисунка; широкий спектр используемых жидкостей.

В настоящее время указанный метод нанесения реализован в системе GIX Microploetter II Sonoplot [9]. Практика использования системы показала, что техническая реализация метода не лишена недостатков, следствием которых является нарушение целостности и однородности формируемых пленок.

К таким недостаткам относятся:

1) ограниченные возможности по регулировке объема дозирования. Толщина наносимой пленки зависит от суперпозиции трех сил, действующих на мениск жидкости на кончике капилляра: силы тяжести (F_T), действующей на столб жидкости, силы поверхностного натяжения жидкости и печатающего капилляра (F_H) и силы поверхностного натяжения жидкости (F_C) поверхностью подложки (рис. 1).

Единственным возможным способом регулирования в таком случае является изменение скорости перемещения печатающего капилляра над поверхностью подложки, что не всегда может быть использовано на практике.

2) отсутствие контроля уровня жидкости в капилляре печатающего элемента;

3) испарение материалов функциональных слоев в процессе печати.

В рамках НИР [10] выполнялись работы, целью которых является разработка отечественной системы печати, лишенной упомянутых недостатков.

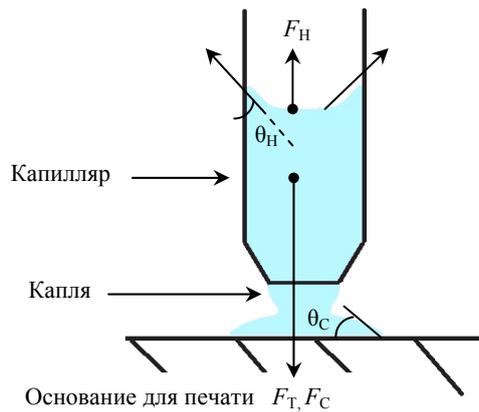


Рис. 1. Принцип дозирования системы GIX Microplotter II

В работах [11, 12] предложены усовершенствованный алгоритм работы и устройство плоттерной печати, позволяющее снизить влияние испарения на параметры печатного рисунка. В работе [13] предложен алгоритм определения уровня жидкости в капилляре печатающего элемента.

Целью настоящей работы является экспериментальное исследование возможностей управления формой мениска жидкости на кончике капилляра печатающего элемента.

Описание экспериментальной установки

Для выполнения поставленной цели была разработана экспериментальная установка, структурная схема которой приведена на рис. 2.



Рис. 2. Структурная схема экспериментальной установки

В состав экспериментальной установки входят анализатор импеданса Agilent E4980A и генератор сигналов произвольной формы Tektronix AFG3101, подключенные к пьезоэлектрическому резонатору с капилляром, установленному на системе трехмерного позиционирования. Работой экспериментальной установки управляет персональный компьютер с установленным программным обеспечением [14].

Программное обеспечение (рис. 3) позволяет осуществлять воздействие на пьезоэлектрический резонатор управляющими сигналами синтезированной формы и выполнять измерение комплексного сопротивления резонатора в диапазоне частот до 2 МГц.

На рис. 4 представлена фотография экспериментальной установки.

Экспериментальная часть: исследование зависимости формы капли от управляющего воздействия

С использованием разработанной экспериментальной установки и программного обеспечения

была проведена серия экспериментов, целью которых являлась оценка влияния параметров управляющего воздействия на характеристики капли на кончике печатающего капилляра.

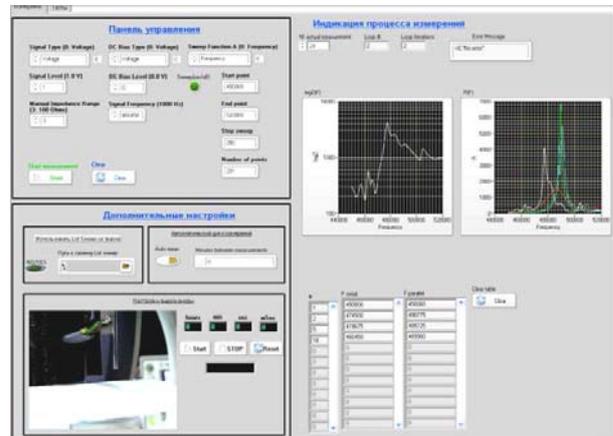


Рис. 3. Интерфейс разработанного программного обеспечения

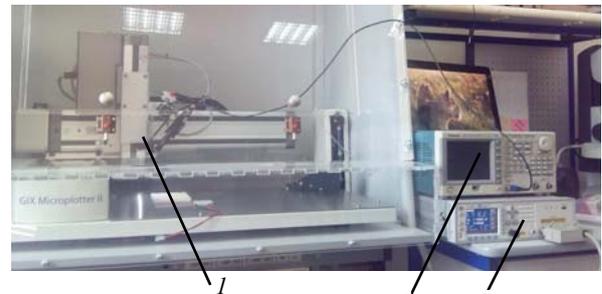


Рис. 4. Разработанная экспериментальная установка: 1 – пьезоэлектрический резонатор с капилляром в системе GIX Microplotter II; 2 – генератор сигналов; 3 – анализатор импеданса

Для этого выполнялась следующая последовательность действий:

- 1) капилляр пьезоэлектрического дозатора полностью заполнялся тестовой жидкостью;
- 2) выполнялось измерение комплексного сопротивления пьезоэлектрического дозатора, заполненного тестовой жидкостью, в диапазоне частот 400–700 кГц для определения частоты последовательного резонанса;
- 3) на частоте последовательного резонанса с использованием генератора проводилась последовательность тестовых воздействий на пьезоэлектрический дозатор сигналами различной амплитуды и формы (синус, меандр). При помощи системы технического зрения регистрировалась форма мениска капли на кончике капилляра. Соответствие между видом тестового воздействия, его амплитудой и формой капли приведено в таблице.

Результаты наблюдений показали, что при воздействии синусоидальным сигналом с амплитудой 7 В, капля жидкости незначительно, по сравнению с длиной капилляра, втягивается внутрь капилляра. При увеличении амплитуды сигнала до 10 В капля втягивается сильнее. Также было установлено, что

при воздействии последовательно прямоугольных импульсов (меандр) на частоте последовательного резонанса печатающего капилляра при амплитуде 7 В капля жидкости образует едва заметный выпуклый мениск. При дальнейшем увеличении амплитуды радиус кривизны мениска увеличивается.

Зависимость формы капли от управляющего воздействия

Вид сигнала	Амплитуда сигнала, В	Форма капли
Синус	7	
	8,5	
	10	
Меандр	7	
	8,5	
	10	

Исследование зависимости радиуса кривизны мениска капли от амплитуды управляющего воздействия

Размеры кончика капилляра и капли соответственно не позволяют достаточно точно обеспечить измерение радиуса кривизны мениска капли при непосредственном наблюдении с использованием системы технического зрения в составе GIX Microplotter II. Поэтому оценка изменения радиуса кривизны проводилась косвенным методом.

Измерение проводилось следующим образом:

- 1) капилляр дозатора, заполненный жидкостью, с помощью программного обеспечения SonoGuide опускался на расстояние между кончиком капилляра и подложкой, равное 10 мкм;
- 2) измерялась частота последовательного резонанса капилляра, заполненного жидкостью;
- 3) выполнялось воздействие последовательно прямоугольных импульсов на частоте последовательного резонанса при постепенном увеличении амплитуды сигнала в диапазоне от 1 до 10 В;
- 4) фиксировалась амплитуда напряжения сигнала, при которой происходит касание капель жидкости поверхности подложки;
- 5) капилляр опускался на 1 мкм;
- 6) если не произошло касание кончиком капилляра поверхности подложки, переходили к шагу 2, в противном случае эксперимент останавливался.

По результатам исследований была получена следующая зависимость радиуса кривизны мениска (D) от амплитуды воздействующего сигнала (U) (рис. 5).

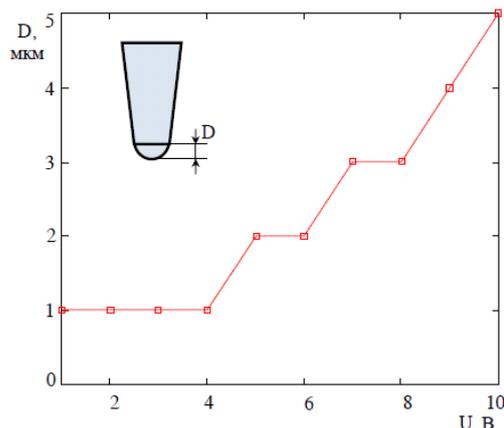


Рис. 5. Зависимость размера мениска D от амплитуды воздействующего сигнала U

Как видно из графика, при амплитуде сигнала, большей или равной 4 В, наблюдается зависимость между размером мениска D и амплитудой тестового воздействия, закон которой близок к линейному. Фотографии, соответствующие режиму без воздействия тестовым сигналом и воздействию сигналом с амплитудой, равной 10 В, приведены на рис. 6, а, б соответственно.

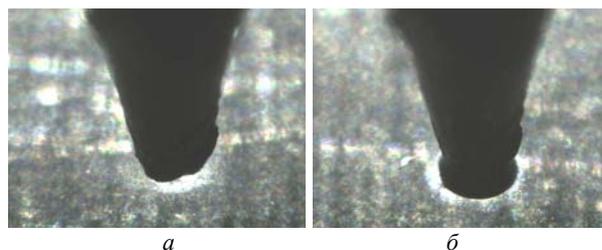


Рис. 6. Фотография капилляра дозатора: а – без воздействия управляющим сигналом; б – при воздействии управляющим сигналом амплитудой 10 В

Разработка алгоритма дозирования

Результаты исследований позволяют предложить алгоритм дозирования функциональных растворов для системы ультразвукового капиллярного дозирования.

Алгоритм дозирования включает в себя следующую последовательность действий:

1. Калибровка капилляра по частоте:

- а) получение частотной характеристики комплексного сопротивления пьезоэлектрического дозатора;
- б) определение частоты последовательного резонанса.

2. Калибровка капилляра по амплитуде:

- а) расположение капилляра на расстоянии 5 мкм от подложки;
- б) воздействие на капилляр последовательно прямоугольных импульсов с частотой, полученной на шаге 1, с одновременным увеличением амплитуды до образования капли на поверхности подложки.

3. Дозирование капли:

- а) расположение пьезоэлектрического дозатора таким образом, чтобы между кончиком капилляра

ра и подложкой обеспечивалось расстояние, равное 5 мкм;

б) воздействие управляющим сигналом прямоугольной формы с частотой, полученной на шаге 1, и амплитудой, полученной в шаге 2, для обеспечения процесса печати;

в) подъем пьезоэлектрического дозатора в начальное положение.

Заключение

В результате экспериментальных исследований установлена связь между параметрами управляющего воздействия и формой капли на кончике капилляра системы ультразвукового капиллярного дозирования. При воздействии сигналом синусоидальной формы жидкость втягивается внутрь капилляра, а при воздействии сигналом прямоугольной формы на кончике капилляра образуется выпуклый мениск. При этом радиус кривизны мениска жидкости на кончике капилляра (при превышении порогового значения амплитуды) линейно связан с амплитудой управляющего сигнала. На основании результатов экспериментальных исследований предложен алгоритм ультразвукового капиллярного дозирования жидкостей.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г., идентификатор RFMEFI57715X0188.

Литература

1. Fujifilm Industrial Inkjet Printheads [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.fujifilmusa.com/products/industrial_inkjet_printheads, свободный (дата обращения: 19.05.2016).
2. VersaDrop technology [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.fujifilmusa.com/products/industrial_inkjet_printheads/technology/versadrop/index.html#overview, свободный (дата обращения: 19.05.2016).
3. CeraDrop CeraPrinters X, L, F-series [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ceradrop.fr/en/products/ceraprinters>, свободный (дата обращения: 19.05.2016).
4. Roth & Rau B.V. PIXDRO inkjet printers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.roth-rau.nl/products/>, свободный (дата обращения: 19.05.2016).

5. 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, С.А. Артищев, А.Г. Лощилов, Н.Д. Малютин // Нанотехнологии: разработка, применение–XXI век. – М.: Радиотехника, 2016. – №3. – С. 3–8.

6. Larson B.J. Controlled deposition of picoliter amounts of fluid using an ultrasonically driven micropipette / B.J. Larson, S.D. Gillmor, M.G. Lagally // Review of Scientific Instruments. – 2004. – No. 75. – P. 832–836.

7. Larson B.J. New technologies for fabricating biological microarrays: Ph.D. thesis / B.J. Larson. – University of Wisconsin-Madison, 2005.

8. Patent: 6,874,699 US Int.cl. B05B 1/08. Methods and apparatus for precisely dispensing microvolumes of fluids / B.J. Larson, C.H. Lee, A. Lal, M.G. Lagally. – data of Patent 05.04.2005.

9. GIX Microplotter II [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sonoplot.com/products/gix-microplotter-ii>, свободный (дата обращения: 19.05.16).

10. Создание плоттерной системы печати изделий полимерной электроники с элементами термостатирования чернил и подложек / исп. А. Е. Здрок по договору №3884ГУ1/2014, отчет о выполнении НИР. – 2016. – 27 с.

11. 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. Maljutin: Procedia Technology, 18, 2014. – International workshop on innovation in information and communication science and technology (ICST 2014). Warsaw. – 2014. P. 19–24.

12. Здрок А.Е. Устройство плоттерной печати / А.Е. Здрок, А.М. Аллануров, А.Г. Лощилов, Н.Д. Малютин и др. Патент на полезную модель № 161448, дата регистрации 01.04.2016.

13. Здрок А.Е. Исследование возможности контроля уровня жидкости в ультразвуковой капиллярной системе дозирования / А.Е. Здрок, А.М. Аллануров, А.Г. Лощилов, Н.Д. Малютин: матер. I Междунар. симпозиума «Компьютерные измерительные технологии–2015». – М., 2015. – С. 63–66.

14. Здрок А.Е. Программа измерительного комплекса для исследования механизмов ультразвукового капиллярного дозирования жидкости / А.Е. Здрок, А.М. Аллануров, А.Г. Лощилов, Н.Д. Малютин и др.: Св-во о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2015619584, дата регистрации 08.09.2015.

УДК 07.03.05

В.И. Туев, А.П. Шкарупо, О.И. Ильюк

Струйная принтерная печать прозрачных проводящих покрытий

Объектом исследования являются прозрачные проводящие покрытия, полученные методом струйной принтерной печати. Проведены исследования морфологии и характеристик полученных прозрачных проводящих покрытий. Установлено, что с увеличением количества проходов (слоев) увеличивается электропроводность печатных линий, а также с увеличением разрешения печати уменьшается электрическое сопротивление покрытий, а следовательно, растет проводимость (однослойные покрытия с разрешением печати 5080 DPI – 2 кОм, двухслойные покрытия с тем же разрешением печати – 647 Ом, сопротивление уменьшилось в 3 раза).

Ключевые слова: струйная принтерная печать, прозрачные проводящие покрытия, анодное покрытие, углеродные нанотрубки.

Существует множество различных методов создания пленок нанометровой толщины, но одним из наиболее перспективных для развития является метод принтерной струйной печати [1]. Технологию пьезоэлектрической струйной печати можно использовать не только для получения изображений на бумаге, но и для промышленного производства некоторых компонентов электронных устройств. Основным компонентом токопроводящих чернил является проводящий материал. В качестве проводящего компонента чернил используют органические полимеры, неорганические наночастицы металлов, а также различные углеродные материалы [2].

Существуют органические полимеры, которые проводят электрический ток не хуже металлов, кроме того, они обладают отличными механическими характеристиками, что делает их перспективными для использования в электронике [3]. На данный момент в печатной электронике в качестве органических проводников используют такие органические материалы, как политиофен, олиготиофен, пентацен и др. Органические полимеры обладают высокой прочностью, гибкостью и невысокой стоимостью, они являются перспективными в изготовлении органических светодиодов, гибких дисплеев, солнечных элементов и т.д. В печатной электронике становятся всё более распространенными чернила на основе графена и других структур углерода [4].

Углеродные нанотрубки (УНТ) могут служить альтернативой органическим и неорганическим пленкам, но на данный момент этой замене препятствует высокая стоимость УНТ [5]. А поскольку УНТ могут быть прозрачными, гибкими и даже эластичными, они смогут заменить оксид индия-олова в сенсорных экранах, фотоэлектрических устройствах и органических светодиодах.

Получение прозрачных проводящих анодных покрытий на основе органических полимеров методом струйной принтерной печати используют для формирования функционального слоя структуры органического светоизлучающего диода (ОСИД). Технология предназначена для создания на ее основе отечественного импортозамещающего производства оптоэлектронной компонентной базы (ОСИД-дисплеев) и/или использования в существующих производствах с целью повышения их конкурентоспособности [6].

Целью данной работы является исследование технологии струйной принтерной печати прозрачных проводящих покрытий на основе органических полимеров для формирования функционального слоя анода в структуре органического светоизлучающего диода.

Материалы и методы исследования

Для создания проводящих покрытий использовали автоматизированный программно-аппаратный комплекс АПАК-02.13 [7]. Автоматизированный программно-аппаратный комплекс оборудован вертикальной микрокамерой, которая находится на печатающей каретке и позволяет обозревать подложки,

находящиеся на поле для печати и статической камерой, которая направлена на площадку для сброса капель.

В качестве материала основания использовалось стекло марки «М0». Стекло М0 – полированное стекло, используемое для производства особо точных изделий, так как имеет наименьшее количество пороков на площади поверхности.

Для принтерной печати проводящих покрытий использовали чернила марки Poly Ink-НС компании Poly Ink. Данные чернила на водной основе состоят из PEDOT: PSS и многостенных углеродных нанотрубок, а также из растворителей, регуляторов вязкости (диэтиленгликоль, этанол) [8]. Технические характеристики:

Содержание твердого вещества – 1–1,2%.

Поверхностное сопротивление – 15–70 Ом/м².

Температура сушки – 100–150 °С.

Вязкость – 3–8 сП.

Для исследования использован спектральный эллипсометрический комплекс «Эллипс 1891 САГ» [9].

Исследование толщины и морфологии линий осуществлялось с помощью сканирующего зондового микроскопа Certus Optic U [10]. Certus Optic U – сканирующий зондовый микроскоп (СЗМ), совмещенный с прямым оптическим микроскопом. Предназначен для исследований объектов методами оптической и атомно-силовой микроскопии.

Оценка электрического сопротивления образцов осуществлялась с помощью источника-измерителя KEITHLEY 2410 двухконтактным методом [11].

Результаты и обсуждения

Необходимым условием обеспечения адгезионной прочности является удаление всех видов загрязнений с поверхности подложки. Подложки, поступающие с завода-изготовителя, имеют на своей поверхности сложный спектр загрязнений – органических и неорганических. Для повышения качества наносимых покрытий необходимо удалить имеющуюся на подложке пленку загрязнений. Эффективным способом очистки поверхности подложки от всех видов загрязнений является химическая очистка. При химической очистке применяют неорганические кислоты, щелочи, а также пары органических растворителей для обеспечения качественной подготовки поверхности перед нанесением покрытий.

Очистку подложек проводили следующим образом: промывка в мыльном растворе, затем промывка в дистиллированной воде, после подложки помещали в ультразвуковую ванну на 5 мин при 60 °С, наполненную щелочным раствором NaOH. Последним этапом являются ополаскивание в деионизованной воде и сушка потоком воздуха.

Имеющиеся чернила марки Poly-Ink НС с заявленной в описании вязкостью (3–8) сП, профильтровали через фильтр (4 мкм), проверили при помощи прибора microVISC для установления точной вязкости чернил. Для нанесения покрытия методом струйной принтерной печати необходимо увеличить вязкость чернил до 10 сП.

Для того чтобы повысить вязкость чернил, использовался этиленгликоль в качестве загустителя. Вязкость этиленгликоля определили при помощи прибора microVISC. Динамическая вязкость этиленгликоля при 24,4 °C равна 17,3 сП.

Для получения чернил необходимой вязкости смешивали имеющиеся чернила Poly Ink с этиленгликолем техническим высшего сорта (ГОСТ 19710–83) в пропорции 1:1. Для лучшего смешивания готовую смесь поместили в ультразвуковую ванну на 5 мин, а затем профильтровали получившиеся чернила через микронный фильтр (4 мкм). Измерения динамической вязкости данных чернил показали, что получившиеся чернила подходят для принтерной печати, так как их вязкость равна 11,3 сП при 24,5 °C.

В ходе работы были изготовлены макетные образцы. На стеклянных подложках (2,5×2,5 см) напечатаны проводящие линии заданной длины и ширины (15 и 1 мм соответственно).

Температура картриджа – 24 °C, температура стола для печати – 30 °C. Температура окружающей среды – 18 °C.

В картридж принтера было заправлено 1,5 мл готовых чернил. Производилась печать проводящих линий на двух стеклянных подложках.

Первая подложка:

1-я линия – один слой, разрешение – 726 DPI, расстояние между точками – 35 мкм.

2-я линия – один слой, разрешение – 1016 DPI, расстояние между точками – 25 мкм.

3-я линия – один слой, разрешение – 1693 DPI, расстояние между точками – 15 мкм.

4-я линия – один слой, разрешение – 2540 DPI, расстояние между точками – 10 мкм.

5-я линия – один слой, разрешение – 5080 DPI, расстояние между точками – 5 мкм.

Вторая подложка:

1-я линия – два слоя, разрешение – 726 DPI, расстояние между точками – 35 мкм. Второй слой смещен на 17,5 мкм вправо.

2-я линия – два слоя, разрешение – 1016 DPI, расстояние между точками – 25 мкм. Второй слой смещен на 17,5 мкм вправо.

3-я линия – два слоя, разрешение – 1693 DPI, расстояние между точками – 15 мкм. Второй слой совпадает по координатам с первым.

4-я линия – два слоя, разрешение – 2540 DPI, расстояние между точками – 10 мкм. Второй слой совпадает по координатам с первым.

5-я линия – два слоя, разрешение – 5080 DPI, расстояние между точками – 5 мкм. Второй слой совпадает по координатам с первым.

В таблице представлены изображения расположения точек при печати, а также соответствующие им разрешения печати.

После печати образцы с проводящими линиями помещались в сушильный шкаф на 10 мин при 100 °C, для того чтобы с поверхности подложек испарилась вода и загуститель (этиленгликоль).

Сопротивление измеряли двухконтактным способом на источнике-измерителе KEITHLEY 2410, подключая контакты к концам линий.

Разрешение для печати				
Разрешение печати				
726 DPI	1016 DPI	1693 DPI	2540 DPI	5080 DPI
Расстояние между точками, мкм				
35	25	15	10	5

В результате измерений получили следующие данные:

Первая подложка (однослойные линии):

1-я линия (726 DPI) – не проводит ток;

2-я линия (1016 DPI) – не проводит ток;

3-я линия (1693 DPI) – 173 ($\pm 0,679$) кОм;

4-я линия (2540 DPI) – 10 ($\pm 0,0195$) кОм;

5-я линия (5080 DPI) – 2 ($\pm 0,0195$) кОм.

Вторая подложка (двуслойные линии):

1-я линия (726 DPI) – 160 ($\pm 0,679$) кОм;

2-я линия (1016 DPI) – 20 ($\pm 0,0195$) кОм;

3-я линия (1693 DPI) – 6,5 ($\pm 0,0195$) кОм;

4-я линия (2540 DPI) – 3 ($\pm 0,0195$) кОм;

5-я линия (5080 DPI) – 647 ($\pm 0,281$) Ом.

Проанализировав полученные данные, можно сделать вывод, что с увеличением разрешения печати увеличивается электропроводность покрытия. Также электропроводность увеличивается с увеличением количества слоев. У двуслойных покрытий (647 Ом) электрическое сопротивление меньше, чем у однослойных (2 кОм). Для исследования морфологии и толщины покрытий были выбраны макетные образцы с наименьшим электрическим сопротивлением: однослойная линия с разрешением 5080 DPI и сопротивлением 2 кОм и двуслойная линия с тем же разрешением и сопротивлением 647 Ом.

Исследовав морфологию и толщину однослойной линии с разрешением 5080 DPI, получили изображение покрытия, представленное на рис. 1.

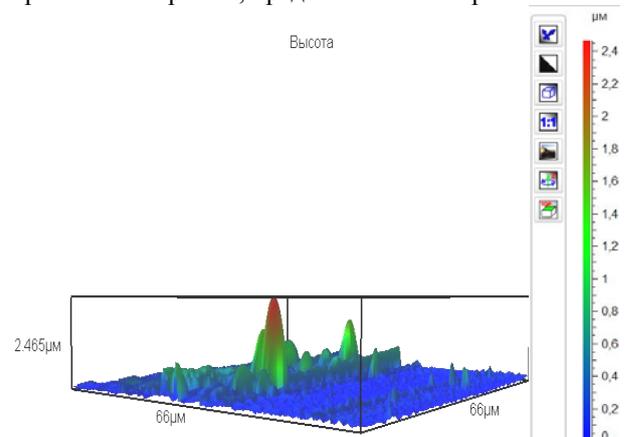


Рис. 1. Однослойная линия с разрешением 5080 DPI

Визуально анализируя полученный профиль линии на рис. 1, мы можем сделать вывод, что по

преобладанию светло-синего цвета средняя толщина линии равна 200–300 нм, но так как имеются пики высотой до 2,5 мкм, следовательно, пленка не является однородной и не может быть использована в качестве анодного покрытия будущего органического светодиода.

Исследовав морфологию и толщину двуслойной линии с разрешением 5080 DPI, получили изображение покрытия, показанное на рис. 2.

Из рис. 2 видно, что данное покрытие также неоднородное, в среднем высота колеблется от 200 до 500 нм, но также имеются пики высотой 1,1 мкм, что делает данное покрытие непригодным для использования в качестве анодного покрытия.

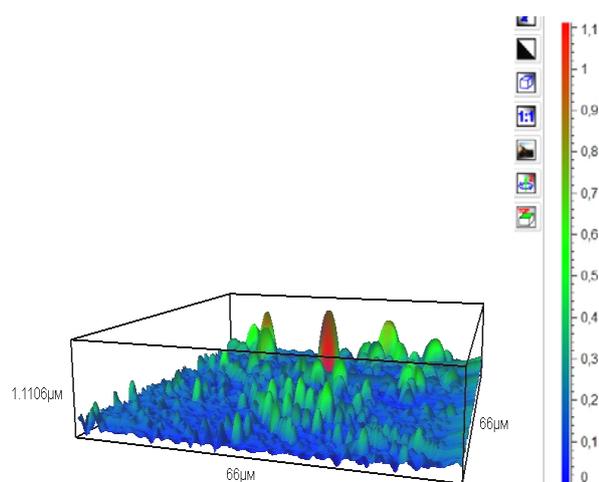


Рис. 2. Двуслойная линия с разрешением 5080 DPI

В результате экспериментальных исследований установлено, что средняя толщина линий зависит от количества слоев, а также от разрешения печати. Было экспериментально установлено, что с увеличением количества слоев (проходов) улучшаются электропроводные показатели пленок, аналогичная зависимость была выявлена и с увеличением разрешения: чем выше разрешение, тем больше электропроводность.

Таким образом, можно сделать вывод, что на свойства печатных линий влияют вязкость самих чернил, а также параметры печати принтера. Для формирования проводящих линий главным настраиваемым параметром печати является разрешение печати. Установлено, что с увеличением количества проходов (слоев) увеличивается электропроводность печатных линий, а также с увеличением разрешения

печати уменьшается электрическое сопротивление покрытий, а следовательно, растет проводимость (однослойные покрытия с разрешением печати 5080 DPI – 2 кОм, двуслойные покрытия с тем же разрешением печати – 647 Ом, сопротивление уменьшилось в 3 раза).

Литература

1. Гольцова М.А. Струйная печать в производстве электроники // Печатный монтаж. – 2010. – № 2. – С. 24–28.
2. Нисан А. Органическая и печатная электроника – новая ветвь развития // Технологии в электронной промышленности. – 2011. – № 5. – С. 42–47.
3. OLED displays and lightning [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.heraeus-clevios.com/en/applications/oled-displays-and-lighting/oled-displays-and-lighting.aspx> (дата обращения: 13.05.16).
4. Графеновые чернила: Разработан метод струйной печати гибких слоев графена с высокой проводимостью [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.popmech.ru/technologies/14231-grafenovye-chernila-razrabotan-metod-struynoy-pechati-gibkikh-sloev-grafenas-vysokoy-provodimostyu/> (дата обращения: 14.05.16).
5. Углеродные нанотрубки [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.portalnano.ru/read/prop/part2/c-nanotubes> (дата обращения: 15.05.16).
6. Туев В.И., Малютин Н.Д., Лоцилов А.Г. и др. Исследование возможностей применения аддитивной принтерной технологии формирования пленок органических и неорганических материалов электроники // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 4. – С. 52–63.
7. Автоматизированный программно-аппаратный комплекс: руководство пользователя. – САН Инновации, 2013. – 41 с.
8. Poly-Ink HC [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.poly-ink.fr/index.php/fr/our-products/poly-ink-hc.html> (дата обращения: 21.05.16).
9. Спектральный эллипсометрический комплекс «Эллипс 1891 САГ» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://nanocomposites.spbu.ru/ru/research/ellips-1891-sag> (дата обращения: 17.06.16).
10. Certus Optic – совмещенные сканирующий зондовый и оптический микроскопы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nanoscantech.com/ru/products/spm/spm-74.html> (дата обращения: 6.06.16).
11. Keithley. Измерения и тестирование: справочник по продукции [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.tehcom.com/Companies/Keithley/2425_2425-C_SMU/Keithley_2425_2425-C_SMU.pdf (дата обращения: 6.06.16).

Секция 12

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ**

Председатель секции – Газизов Тальгат Рашитович, д.т.н., зав. каф. ТУ

И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий

**Разработка и изготовление набора печатных плат
для измерения параметров рассеяния пассивных компонентов
в диапазоне 0,01–40 ГГц**

Рассмотрено измерение высокочастотных пассивных электронных компонентов в СВЧ-диапазоне, необходимое для моделирования испытаний на электромагнитную совместимость. Детально описан процесс проектирования печатных плат для измерения параметров рассеяния чип-компонентов, с набором калибровочных мер по TRL-методике. Выполнена оценка корректности созданных плат, процесса измерения и калибровки путём сравнения моделирования и измерения микрополосковой линии передачи.

Ключевые слова: печатные платы, S -параметры, калибровка.

Для получения точных моделей электронных компонентов [1–4] целесообразно использовать частотные зависимости их параметров рассеяния (S -параметров), которые можно получить несколькими способами: электродинамическое моделирование, данные производителя и измерение. Для электродинамического моделирования необходимо точное знание конструкции компонента и частотной зависимости параметров материалов. Такие данные обычно являются коммерческой тайной и недоступны. Кроме того, требуются дополнительные ресурсы (время, квалифицированные специалисты, специализированное программное обеспечение и вычислительные мощности) для разработки электродинамической модели. Крупные мировые производители (ATC, AVX, CoilCraft, KEMET, Murata, TDK, Samsung и др.) довольно часто предоставляют файлы с S -параметрами, однако они описывают поведение компонентов только в рабочем диапазоне частот [5, С. 14]. Кроме того, производители не приводят методику измерения, используемое измерительное оборудование, условия измерения, учитывается ли разброс характеристик компонентов в партии и т.п.

Чтобы провести измерения, компоненты необходимо подключить к стандартному коаксиальному тракту векторного анализатора цепей. Для этого существуют различные варианты: пайка непосредственно к коаксиально-микрополосковому переходу; пайка к печатной плате с установленными соединителями; специализированное контактирующее устройство. Типовым способом является пайка к печатной плате, что обеспечивает необходимую точность и повторяемость результатов, а также позволяет

учесть влияние параметров диэлектрика платы, контактных площадок и припоя.

Для подключения плат к анализатору используют сверхвысокочастотные (СВЧ) соединители. Вариантов типов конструкций соединителей одного типоразмера и количество производителей достаточно большое, поэтому актуальным является вопрос выбора соединителей с учётом их электрических параметров. Например, в работе [6] приведены результаты измерений микрополосковых и копланарных линий передачи с использованием трёх типов SMA-соединителей: прямых для поверхностного и сквозного монтажа, торцевых с пайкой и с прижимным устройством. Даны рекомендации по выбору типа соединителей в зависимости от требуемого частотного диапазона и типа линии. Описана оптимизация посадочного места SMA-соединителя при использовании с копланарной линией передачи [7]. Рассмотрены особенности проектирования эталона физического уровня в виде печатной платы и результаты её измерения для экстракции параметров высокоскоростных межсоединений (6–20 Гбит/с) на базе материала FR-4 [8]. Представлены разработка и оптимизация параметров соединителя для работы в диапазоне до 50 ГГц, предназначенного для установки на печатную плату [9]. Разработано и изготовлено контактное устройство с калибровочными мерами и измерительными платами для испытаний микроэлектронных высокочастотных и СВЧ-компонентов, а также приведены результаты испытаний чип-резисторов P-17, P1-8МП и P1-80 [10]. Описаны теоретические основы векторных анализаторов цепей, причины неточности измерений в коаксиальном

тракте, формирование матрицы ошибок, даны рекомендации по выбору метода калибровки, а также основы методики проведения СВЧ-измерений [11].

Таким образом, в известных работах отсутствует описание методики создания измерительных печатных плат в диапазоне частот 0,01–40 ГГц. Между тем для получения стабильного и точного результата, т.е. моделей электронных компонентов, такая методика необходима.

Цель работы – представить методику разработки набора измерительных печатных плат с калибровочными мерами по методике TRL (thru-reflect-line) для измерения параметров рассеяния RLC-компонентов, включённых по схеме четырёхполюсника.

Разработка и изготовление набора измерительных печатных плат

Как отмечено выше, для подключения плат к анализатору цепей необходимо оснастить их соединителями. Однако существуют контактные устройства (измерительные станки), содержащие соединители и оснащённые прижимным устройством, в которое можно вставить плату. Таким образом, достаточно учесть требования станка к габаритам платы и тогда необходимость в пайке соединителей на платы отпадёт.

Использованный измерительный станок Anritsu 3680V (рис. 1), содержащий два соединителя типа V, позволяет зажимать прямоугольные печатные платы и проводить измерения в диапазоне 0–60 ГГц. Требования к измеряемой плате следующие. Максимальная ширина плат не ограничена, минимальная – 1,2 мм. Длина платы 0,5–5 см. Толщина платы 0,12–1,9 мм. Центральный контакт каждого соединителя прижимается к микрополосковой или копланарной линии, при этом максимальная ширина линии ограничивается конструкцией прижимного устройства и составляет 1,4 мм. Если её сделать шире, то она будет закорачиваться на корпус станка, соединённого с внешним контактом соединителя. Допустимо сдвигать один из концов микрополосковой линии относительно другого на 1,2 см.

Набор измерительных печатных плат состоит из калибровочных мер перемычки (thru), отражения (reflect) и двух линий (line 1 и 2), а также платы для впайки и измерения компонента (рис. 2). Для исключения влияния подводящих микрополосковых линий, соединителей измерительного станка и соединительных кабелей применялся метод калибровки thru-reflect-line (TRL). Печатная плата двухсторонняя, нижний слой сплошной (земля).

Общепринято для печатных плат не СВЧ-блоков использовать стеклотекстолит класса FR-4, поэтому для синтеза моделей, учитывающих влияние диэлектрика, целесообразно использовать этот же стеклотекстолит для измерительных плат. В качестве материала для платы выбран двухсторонний фольгированный материал FR-4 со стандартной толщиной 1 мм (из ряда номиналов 0,5; 1,0; 1,5; 2,0 мм), с толщиной медной фольги 35 мкм (из ряда номиналов 18; 35; 50; 70; 105 мкм).

Влияние подводящих линий l вычитается за счёт калибровки, но желательно делать их как можно короче. Тем не менее, длина l ограничивается размерами измерительного станка, удобством пайки и использованием плат. Значения $\Delta l_1 = 2,86$ см и $\Delta l_2 = 0,48$ см взяты в соответствии с рекомендациями из [13] и позволяют выполнить калибровку соответственно в диапазоне 0,75–4,5 и 4,5–26,5 ГГц.

Коаксиальный тракт векторных анализаторов цепей имеет волновое сопротивление $Z_0 = 50$ Ом. Соответственно микрополосковые линии передачи измерительных плат также должны иметь волновое сопротивление 50 Ом во всём диапазоне частот для уменьшения влияния неоднородностей и отражений. Для заданных параметров плат (толщина диэлектрика $hd = 0,93$ мм, толщина фольги $t_1 = 35$ мкм, относительная диэлектрическая проницаемость по документации $\epsilon_r = 4,4$) ширина линии должна быть $w = 1,764$ мм (вычислена в TALGAT [14], используя двумерную реализацию метода моментов).

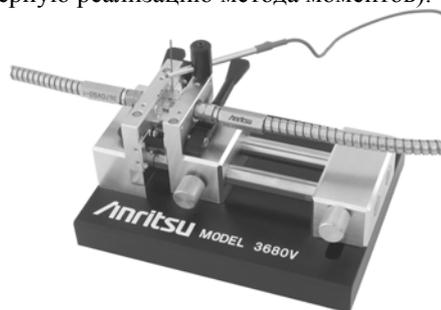


Рис. 1. Фотография измерительного станка Anritsu 3680V [12]

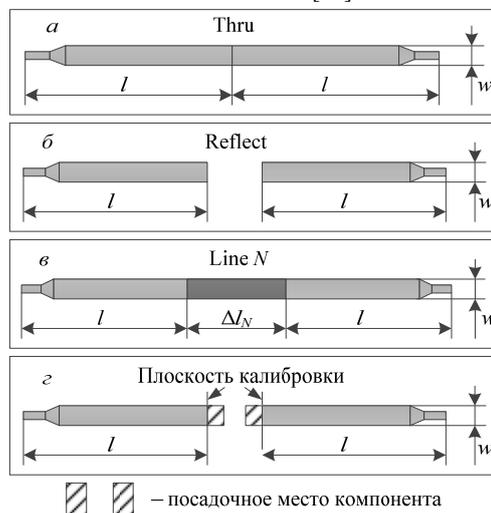


Рис. 2. Набор измерительных печатных плат, верхний слой: а – перемычка; б – отражение; в – микрополосковая линия; г – плата для впайки и измерения компонента; N – номер микрополосковой линии (1 или 2 отличаются только длиной Δl). Нижний сплошной слой фольги является схемной землёй

Однако эти параметры имеют разброс: толщина диэлектрика $h_d \pm 10\%$, из-за подтравы и гальванизации толщина фольги t_1 изменяется в пределах 30–50 мкм, а ширина линии $w \pm 0,1$ мм. (Значения допусков получены при консультации с технологом

завода-изготовителя печатных плат «Электронкон-нект», г. Новосибирск).

Также оказывает влияние зависимость $\epsilon_r(f)$, которая зависит от конкретного производителя материала и может меняться от партии к партии. Измерение $\epsilon_r(f)$ в данном случае не представлялось возможным, поэтому для оценки параметра использовалась модель $\epsilon_r(f)$ из работы [15], по которой для частоты 20 ГГц $\epsilon_r = 4,38$, и из работы [8] $\epsilon_r = 3,77$ на этой же частоте. Среднеарифметическое этих значений – 4,075. Значение $\epsilon_r(f)$ убывает при росте частоты, поэтому ϵ_r округлено до 4. Изменением толщины диэлектрика можно пренебречь, так как его влияние на изменение Z_0 незначительно (+3...–3,2 Ом).

После операций травления и гальванизации средняя толщина фольги 40 мкм. В итоге получено, что для $t_1 = 40$ мкм, $h_d = 0,93$ мм, $\epsilon_r = 4$ ширина линии должна быть $w = 1,85$ мм, тогда значение волнового сопротивления 50,6446 Ом с изменением в диапазоне 49,0466–52,3588 Ом из-за допуска $w \pm 0,1$ мм. Можно подобрать более точное значение ширины линии w , чтобы волновое сопротивление Z_0 было ближе к 50 Ом, однако из-за допуска w нет смысла указывать её ширину точнее, чем 0,1 мм. Даже в данном случае значение подобрано с двойной точностью (до 0,05 мм).

Оценка корректности созданных плат

Каждая плата зажималась в измерительном станке Anritsu 3680V и измерялась как четырёхполюсник (рис. 3) на векторном анализаторе цепей Agilent PNA-X.



Рис. 3. Схема подключения к прибору платы (как четырёхполюсника)

Для оценки корректности созданных плат и измерений использовалась специальная плата с микрополосковой линией передачи, не входящей в калибровочный набор (см. рис. 2, в, для этой платы $\Delta L_N = 10$ мм). После её измерения и калибровки получены частотные зависимости параметров линии. Затем выполнялось моделирование линии в AWR (рис. 4).

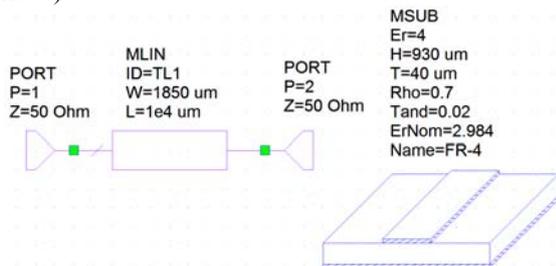


Рис. 4. Модель микрополосковой линии передачи длиной 10 мм в AWR

Результаты измерения и моделирования линии приведены на рис. 5. Как видно, они согласуются.

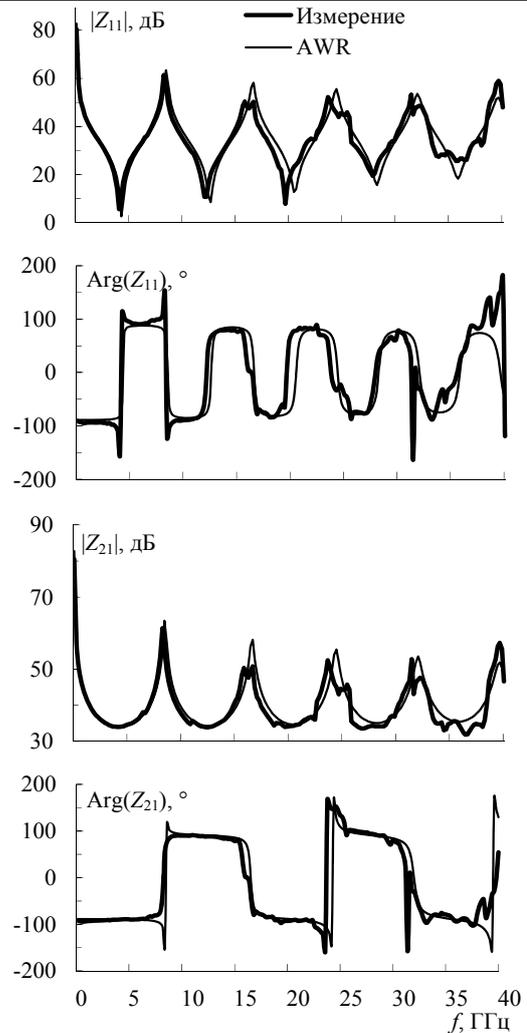


Рис. 5. Частотные зависимости модуля и фазы элементов матрицы импедансов микрополосковой линии длиной 10 мм, полученные в результате измерения и моделирования

Для их количественного сравнения вычислялось среднеквадратичное отклонение (RMS – root-mean square) параметров модели и измерения для модуля и фазы. Формула для модуля имеет вид

$$\text{RMS} = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{j=1}^K \left(|X_j^{\text{model}}| - |X_j^{\text{measure}}| \right)^2}, \quad (1)$$

где K – число частотных точек; X – Z_{11} или Z_{21} . Аналогичная формула использовалась для фазы. Результаты сравнения показали рост отклонения с увеличением верхней частоты диапазона, но оно в среднем не велико (таблица). Таким образом, платы созданы и измерены корректно.

Среднеквадратичное отклонение результатов моделирования и измерения для микрополосковой линии длиной 10 мм

f , ГГц	$ Z_{11} $, дБ	$\text{Arg}(Z_{11})$, °	$ Z_{21} $, дБ	$\text{Arg}(Z_{21})$, °
0,01–10	3,43	6,83	2,47	2,71
0,01–15	4,00	5,86	2,08	2,25
0,01–20	5,05	6,0	2,58	3,06
0,01–25	5,22	5,81	3,03	3,05
0,01–40	5,08	6,56	3,00	4,47

Заключение

Представлена методика проектирования набора измерительных печатных плат для измерения параметров рассеяния двухполосных пассивных компонентов в режиме четырёхполосника в диапазоне частот 0,01–40 ГГц. Разработанный набор содержит калибровочные меры перемычка (thru), отражение (reflect) и две микрополосковые линии (line 1 и 2), позволяющие исключить влияние измерительной оснастки. Корректность созданных плат, процесса измерения и калибровки подтверждена с помощью сравнения результатов измерения микрополосковой линии длиной 10 мм и моделирования. Показано, что среднеквадратическое отклонение для $|Z_{11}|$ не превышает 6,83 дБ, а для $|Z_{22}|$ – 4,47 дБ.

За помощь в проектировании измерительных плат и содействии в выполнении измерений авторы благодарны И.М. Добушу и Ф.И. Шеерману.

Аналитический обзор выполнен за счёт гранта Российского научного фонда (проект № 14-19-01232) в ТУСУРе. Остальные исследования выполнены в рамках выполнения государственного задания № 8.1802.2014/К Министерства образования и науки РФ.

Литература

1. Kuznetsov V., Kechiev L. Charged Board Model ESD Simulation for PCB Mounted MOS Transistors // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2015. – Vol. 57, No. 5. – P. 947–954.
2. Лемешко Н.В. Параметрические модели радиоэлектронных средств и узлов // Труды научно-исследовательского института радио. – 2010. – №. 3. – С. 73–79.
3. Kato T., Inoue K., Kagawa D. Lumped equivalent circuit model synthesis for a passive element with frequency-dependent and/or temperature-dependent characteristics for EMC simulation // IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). – Taipei (Taiwan): IEEE, 2009. – P. 150–156.
4. Pordanjani I.R., Mazin H.E., Xu W. A Novel Genetic Programming Approach for Frequency-Dependent Modeling // IEEE Transactions on Evolutionary Computation. – 2013. – Vol. 17, No. 3. – P. 353–367.
5. Калимулин И.Ф., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Методики и модели для учета паразитных параметров

печатных узлов при анализе электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2015. – 160 с.

6. Magerl M., Mandic T., Baric A. Broadband characterization of SMA connectors by measurements // International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO). – Opatija (Croatia): IEEE, 2014. – P. 104–109.

7. El-Gibari M., Averty D., Lupi C., Li Y.M.H., Toutain S. Coplanar-Microstrip Transitions for Ultra-Wideband Communications // Ultra Wideband Communications: Novel Trends – Antennas and Propagation / Eds. D.M. Matin. – InTech, 2011. – P. 255–276.

8. Shlepnev Y., Neves A., Dagostino T., McMorrow S. Measurement-assisted electromagnetic extraction of interconnect parameters on low-cost FR-4 boards for 6–20 Gb/sec application // DesignCon. – 2009. – P. 1–28.

9. Dunham D., Lee J., McMorrow S., Shlepnev Y. Design and Optimization of a Novel 2.4 mm Coaxial Field Replaceable Connector Suitable for 25 Gbps System and Material Characterization up to 50 GHz // DesignCon. – Santa Clara (USA, CA), 2011. – P. 1–29.

10. Малышев И.Н. Определение параметров микроэлектронных ВЧ и СВЧ-компонентов методом частотного окна: автореф. ... канд. физ.-мат. наук. – Нижний Новгород, 2008.

11. Хибель М. Основы векторного анализа цепей / пер. С.М. Смольский. – М.: Изд. дом МЭИ, 2009. – 500 с.

12. Anritsu Company. 3680 Series Universal Test Fixture. Operation and Maintenance Manual. – 2013. – 48 p.

13. Agilent Technologies. Agilent Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements. Product Note 8510-8A. – 2000. – 24 p.

14. Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Мелкозёров А.О., Газизов Т.Р. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – Т. 2, № 36. – С. 45–50.

15. Djordjevic A.R., Biljic R.M., Likar-Smiljanic V.D., Sarkar T.K. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – Vol. 43, No. 4. – P. 662–667.

УДК 519.612

Руст.Р. Газизов, Е.В. Лежнин, С.П. Куксенко

Численные оценки эффективности использования перенумерации подынтервалов границ проводников и диэлектриков при многовариантном анализе полосковых структур

Выполнена реализация алгоритма блочного LU-разложения в системе TALGAT. Выполнены численные оценки эффективности использования предложенного ранее алгоритма перенумерации подынтервалов границ проводников и диэлектриков в сочетании с реализованным алгоритмом.

Ключевые слова: системы линейных алгебраических уравнений, многовариантный анализ, перенумерация.

Для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) на этапе разработки все чаще (относительно физи-

ческого моделирования) используется математическое моделирование, для повышения эффективности которого требуется уменьшать его вычислительные

затраты. При построении математической модели основные вычислительные затраты приходятся на формирование и тем более на решение систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). Поэтому совершенствование методов их решения является актуальным, что подтверждается большим количеством публикаций на данную тематику. Большим ресурсом для этого является ускорение решения. На практике часто возникает необходимость многократного решения СЛАУ, например при оптимизации большого числа параметров полосковой структуры, что требует больших вычислительных затрат [1].

Система TALGAT – программный комплекс для моделирования задач ЭМС с помощью различных методов, в том числе посредством квазистатического анализа, который основан на вычислении матриц коэффициентов электростатической (**C**) и электромагнитной (**L**) индукций на основе данных о проводниках и диэлектриках сегментированной (дискретизированной) модели исследуемой структуры [2, 3]. Для расчёта этих матриц необходимо решить СЛАУ вида $\mathbf{S}\boldsymbol{\sigma} = \mathbf{v}$, где **S** – плотная и квадратная матрица порядка N , **v** – вектор из задаваемых потенциалов на сегментах (подынтервалах) моделируемой структуры, а искомый вектор (вектор неизвестных) $\boldsymbol{\sigma}$ даёт распределение плотности заряда на этих подынтервалах.

В работе [4] предложен алгоритм, основанный на блочном LU-разложении, позволяющий при многократном изменении высоты слоя диэлектрика перестраивать матрицу **S** не полностью, а только блоки **B**, **C** и **D** (рис. 1). Аналитические оценки (в зависимости от количества решаемых СЛАУ и размеров блоков) его эффективности приведены в [4], а вычислительные – в [5]. Таким образом, существующая реализация алгоритма вычисления элементов матрицы **S** не позволяет оптимально выполнить решение СЛАУ при многократном изменении произвольного участка модели. С учетом этого предложен алгоритм изменения номеров подынтервалов модели (перенумерации), позволяющий выделить многократно изменяемые подынтервалы модели и формировать матрицу **S** с учётом изменения параметров этих подынтервалов [6]. Однако ранее не были выполнены вычислительные оценки эффективности предложенного алгоритма перенумерации.

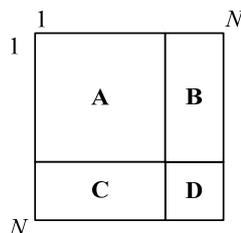


Рис. 1. Структура матрицы СЛАУ **S** при изменении высоты слоя диэлектрика

Цель работы – получение численных оценок эффективности использования алгоритма перенумерации подынтервалов границ проводников и ди-

электриков при многовариантном анализе полосковых структур.

Матрица **S** без использования перенумерации представляет собой блоки, разделённые по типу и ориентации подынтервалов, используемых при вычислении её элементов (рис. 2, а). При использовании перенумерации элементы оказываются в том или ином блоке в зависимости от того, изменяется ли элемент матрицы при многовариантном анализе. Количество неизменяемых подынтервалов далее обозначается как N_s . Таким образом, после перенумерации элементы матрицы, описывающие изменяющиеся подынтервалы, располагаются в последних строках и столбцах матрицы **S** (рис. 2, б). В результате становится возможным использование упомянутого выше алгоритма, основанного на LU-разложении и предложенного в [4], который был реализован в ходе данной работы в системе TALGAT.

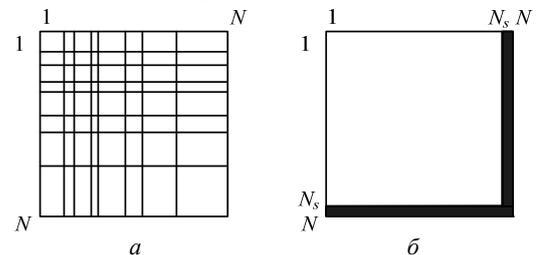


Рис. 2. Структура матрицы **S**: без перенумерации (а) и после перенумерации (б) (чёрным выделены строки и столбцы, содержащие изменяемые элементы)

Реализованный алгоритм многовариантного анализа протестирован на двух- и трехпроводных полосковых линиях передачи (рис. 3). Геометрические параметры структуры 1: $w = 1890$ мкм, $s = 900$ мкм, начальная толщина проводника и сплошных проводящих областей $t = 35$ мкм, толщина подложки $h = 290$ мкм, порядок матрицы $N = 1100$. Параметры структуры 2: $w = 8$ мкм, $s = 10$ мкм, начальная толщина проводников $t = 6$ мкм, $h_1 = 6$ мкм, $h_2 = 11$ мкм, порядок матрицы $N = 292$.

Для вычислительного эксперимента использовался персональный компьютер с параметрами: платформа – Intel(R) Core(TM) i7 CPU 930; частота процессора – 2,80 ГГц; объем ОЗУ – 12 Гбайт; число ядер – 8; операционная система – Windows 7x64; компилятор – Microsoft Visual C++ 2013.

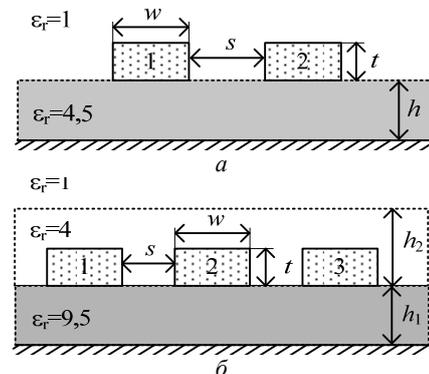


Рис. 3. Двух- (а) и трехпроводные (б) полосковые линии передачи (1, 2, 3 – проводники)

В табл. 1 показано время многократного вычисления матрицы C при изменении толщины проводников без и с перенумерацией для структуры 1. Вычисления выполнялись сначала при изменении толщины одного проводника (вариант 1), затем двух (вариант 2). Количество изменений составляло 2^k .

Таблица 1
Время (с) многократного вычисления матрицы C для двухпроводной полосковой линии передачи

Вариант	k	Перенумерация	
		–	+ (N_s/N)
1	6	43,0	23,9 (0,73)
	7	86,6	48,9 (0,73)
2	6	42,9	35,6 (0,46)
	7	86,5	71,7 (0,46)

Аналогичные результаты для структуры 2 приведены в табл. 2.

Таблица 2
Время (с) многократного вычисления матрицы C для трехпроводной полосковой линии передачи

Вариант	k	Перенумерация	
		–	+ (N_s/N)
1	9	13,6	6,8 (0,86)
	10	27,2	13,8 (0,86)
	11	54,84	27,9 (0,86)
2	9	13,7	9,0 (0,73)
	10	28,1	18,7 (0,73)
	11	55,1	36,2 (0,73)

Из полученных результатов видно, что использование перенумерации позволяет ускорить процесс многократного вычисления матрицы C . Также можно сделать вывод, что чем больше отношение N_s/N , тем выше её эффективность. Так, при изменении толщины одного проводника трехпроводной линии выигрыш составляет приблизительно 2 раза, а при изменении толщины обоих проводников – 1,5. Для двухпроводной линии выигрыш составляет 1,5 и 1,2 раза соответственно.

Таким образом, в работе выполнены численные оценки эффективности использования предложенного ранее алгоритма перенумерации. На рассмотренных примерах показано ускорение многократного вычисления матрицы C до 2 раз. В дальнейшем предполагаются работы по созданию графических средств для удобства пользователя при оптимизации параметров структуры на основании реализованных алгоритмов.

Исследование проведено в рамках выполнения государственного задания № 8.1802.2014/К Минобрнауки России.

Литература

1. Суровцев Р.С. Вычислительные алгоритмы, методики и рекомендации для проектирования бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата с учетом электромагнитной совместимости: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2015.
2. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.
3. www.talgat.org
4. Суровцев Р.С. Многократное вычисление емкостной матрицы системы проводников и диэлектриков с изменяющимися параметрами с помощью блочного LU-разложения при решении СЛАУ / Р.С. Суровцев, С.П. Куксенко, Газизов Т.Р. // Инфокоммуникационные технологии. – 2015. – Т. 13, № 4. – С. 375–384.
5. Суровцев Р.С. Многократное решение системы линейных алгебраических уравнений с помощью блочного LU-разложения для вычисления емкостной матрицы системы проводников и диэлектриков при изменении ее параметров / Р.С. Суровцев, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 3(37). – С. 132–138.
6. Лежнин Е.В. Алгоритм перенумерации в системе TALGAT / Евг.В. Лежнин, Руст.Р. Газизов // Междунар. науч.-техн. конф. студ., асп. и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2016». – Томск, 2016. – С. 313–316.

УДК 629.7.05: 621.396.6

И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий

Синтез многорезонансных SPICE-моделей электронных компонентов, используя эволюционную стратегию с адаптацией ковариационной матрицы

Обоснована необходимость применения моделей пассивных электронных компонентов, описывающих их поведение в диапазоне частот, превышающем рабочий. Предложена методика для синтеза моделей в виде эквивалентных схем из RLC-элементов по результатам измерений параметров рассеяния, используя оптимизацию эволюционной стратегией. Методика позволяет учитывать одновременно модуль и фазу частотной зависимости коэффициента отражения или передачи за счёт специальной функции приспособленности. Работоспособность методики продемонстрирована на примере синтеза моделей резистора и конденсатора.

Ключевые слова: эволюционная стратегия, макро моделирование, SPICE, печатная плата, оптимизация, параметры рассеяния.

Надёжность радиоэлектронной аппаратуры обеспечивается за счёт выполнения комплексных испытаний, в частности, испытаний на электромагнитную совместимость (ЭМС). Выполнение таких испытаний для космических аппаратов (КА) регламентируется стандартами MIL-STD-461F [1] и AIAA S-121-2009 [2] для частот до 100 ГГц. Однако эти испытания занимают много времени, являются дорогостоящими и часто КА не проходит их с первого раза. Кроме этого, если в результате измерений было установлено, что параметры КА выходят за установленные рамки одного из пунктов стандарта, то инженерам далеко не всегда очевидно, какие изменения необходимо внести в электрическую схему и в конструкцию печатной платы, чтобы повторные испытания на ЭМС прошли успешно. Одним из решений данной проблемы является использование компьютерного моделирования как на ранних этапах проектирования электрической схемы и конструкции печатной платы, так и по завершении разработки бортовой аппаратуры КА. Например, в дорожной карте NASA [3. С. 124] предлагается создание инструментария для экстремального электромагнитного анализа, чтобы управлять неопределённостью и рисками сквозь весь жизненный цикл системы.

Важной составляющей такого инструментария являются модели компонентов и методики для их синтеза [4]. Большинство производителей предоставляет модели для RLC-компонентов, однако они описывают их поведение в диапазоне до первого резонанса. В случае типовых компонентов рабочий диапазон таких моделей составляет единицы гигагерц. Таким образом, такие модели не подходят для виртуальных испытаний до 100 ГГц. В работе [5] показано, что поведение компонентов будет описываться характеристикой с несколькими резонансами, поэтому необходимы многорезонансные модели RLC-компонентов.

Большинство из известных методов синтеза моделей пассивных компонентов из частотной зависимости параметров основаны на векторной аппроксимации (VF), например [6–9], но они требуют выполнения дополнительной операции пассивизации. Авторами было выполнено моделирование LC-фильтра [10] на основе моделей компонентов, синтезированных с использованием VF, однако получилось недостаточное совпадение с результатами измерений. Предложен метод, использующий генетическое программирование [11], но описанная функция приспособленности не учитывает фазовую составляющую частотной зависимости адмитанса. Для поиска оптимальных параметров антенн, печатных структур широко используются эволюционные стратегии [12, 13] и дифференциальная эволюция [14]. Совместно с VF применяется генетический алгоритм [7] для увеличения точности модели микроволновых неоднородностей. Цель работы – представить разработанную методику получения многорезонансных моделей пассивных электронных компонентов, основанную на оптимизации эволюционной стратегией.

Методика синтеза моделей

Для синтеза моделей применялась следующая методика: 1) измерение S -параметров компонента; 2) учёт сопротивления нагрузки; 3) выбор количества контуров в модели; 4) выбор границ для оптимизируемых параметров; 5) задание параметров для алгоритма оптимизации; 6) запуск оптимизации параметров; 7) вывод графиков для визуального контроля, сохранение модели и S -параметров модели. Оптимизацию параметров модели можно выполнять по коэффициенту отражения $S_{11}(f)$ или коэффициенту передачи $S_{21}(f)$.

Выбор количества цепей и границ оптимизируемых параметров

Модель компонента состоит из нескольких контуров, соединённых последовательно (рис. 1) и в некоторых случаях последовательно включённого резистора и индуктивности. Для определения количества контуров в модели и границы значений оптимизируемых параметров необходимо выполнить следующую процедуру: 1) пересчёт измеренного S -параметра в импеданс $Z(f)$; 2) учёт сопротивления нагрузки; 3) аппроксимация $Z(f)$ рациональной функцией методом VF; 4) если среднеквадратичное отклонение между аппроксимированной функцией и результатом измерения меньше максимально допустимого значения, то увеличивается порядок аппроксимации и пункт 3 повторяется; 5) разложение рациональной функции на элементарные дроби; 6) реализация элементарных дробей эквивалентными схемами (ЭС), используя методы синтеза цепей (структура ЭС аналогична рис. 1); 7) граница оптимизации каждого параметра определяется из параметров элементов ЭС: $[0,1; 10] \cdot 10^k$, где k – порядок степени в экспоненциальной записи параметра элемента ЭС (например, для параметра $3,641 \cdot 10^{-9}$ граница будет $[0,1; 10] \cdot 10^{-9}$); 8) совокупность модели определяет ЭС.

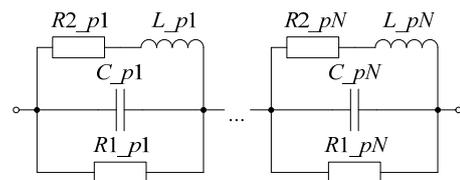


Рис. 1. Эквивалентная схема модели компонента:
 N – количество контуров

Параметры алгоритма оптимизации и функция приспособленности

Для алгоритма оптимизации задаются следующие параметры: начальное значение оптимизируемых параметров; максимальное количество вычислений функции приспособленности, количество рестартов, значение среднеквадратического отклонения.

Функция приспособленности

Для оптимизации параметров модели использовалась реализация эволюционной стратегии активного преобразования ковариационной матрицы (active CMA-ES) на языке Python [15]. Функция приспособленности учитывает как модуль, так и фазу S -параметров:

$$F = \sum_{i=1}^K (|Sm_i| - |Sd_i|)^2 + \sqrt{\frac{1}{K} \cdot \sum_{i=1}^K (\text{Arg}(Sm_i) - \text{Arg}(Sd_i))^2}, \quad (1)$$

где K – количество точек в частотном отклике, Sm_i – значение S -параметра модели, Sd_i – измеренное i -значение S -параметра.

При выполнении операций с фазой комплексного числа принято приводить все значения угла к диапазону $[-\pi; \pi]$, т.е. если фаза становится меньше $-\pi$, то она продолжается со значения π . Однако при вычислении функции приспособленности F в таких точках её значение может резко возрасти, что значительно ухудшает оптимизацию параметров. Поэтому перед вычислением F фаза S -параметра модели обрабатывается отдельно, чтобы она представляла собой непрерывную функцию, обычно равномерно убывающую, без псевдорезонансов. Очевидно, что измеренный S -параметр достаточно обработать один раз.

Типичный пример и обсуждение

Применение разработанной методики демонстрируется на примере синтеза SPICE-моделей для SMD-резистора марки P1-12-0.062 $51 \pm 5\% \Omega$ (корпус 0603) и выводного конденсатора марки K10-17 $0,47 \pm 5\% \text{ мкФ}$. Измерение S -параметров выполнено, как для двухполюсника, соответственно оптимизация выполнена для $S_{11}(f)$. Коэффициент отражения резистора показан на рис. 2 (модель состоит из 4 контуров, $N = 4$) и последовательно включённых резистора и индуктивности), а конденсатора – на рис. 3 (6 контуров, $N = 6$).

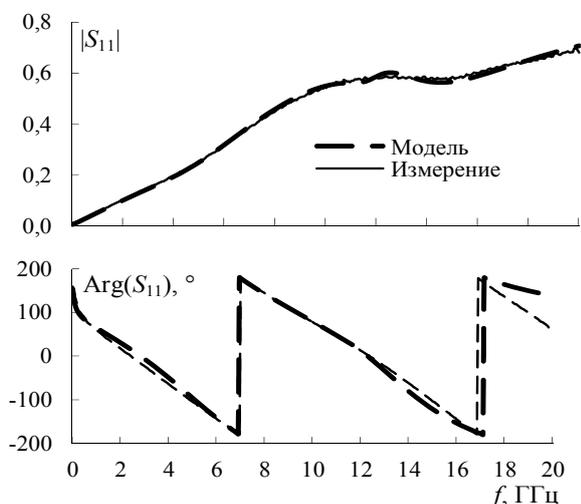


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициента отражения S_{11} для модели и измерений SMD-резистора

Функция приспособленности для резистора равна $3,77e-1$, а для конденсатора – $1,75$. Визуально видно, что точность моделей хорошая за исключением фазы. Для резистора в диапазоне 18–20 ГГц она убывает с большим углом наклона. Для конденсатора наблюдается аналогичное поведение в диапазоне 13–20 ГГц. В дальнейших исследованиях предполагается найти решение и увеличить точность моделей в подобных участках.

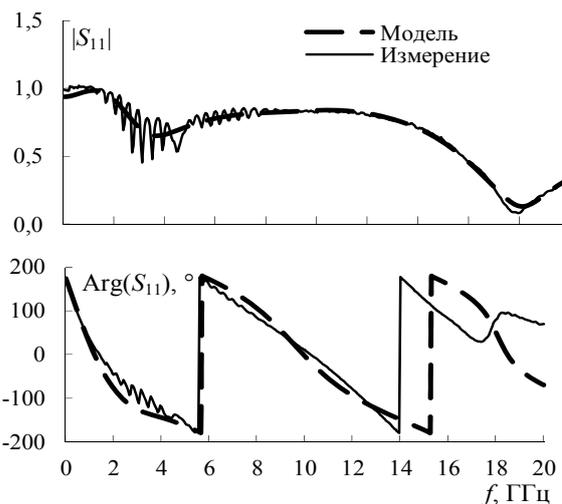


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициента отражения S_{11} для модели и измерений выводного конденсатора

Бюджет вычислений функции приспособленности составил 10000 для обоих компонентов. Полученные модели не содержат элементов с отрицательными параметрами, а значит, при моделировании схем на их основе не будет возникать некаузальных резонансов.

Скорость вычисления функции приспособленности определяется скоростью вычисления частотного отклика в SPICE-симуляторе. Если модель содержит большое количество элементов (примерно >10), то оптимизация требует больших временных затрат. Однако в данном случае можно обойтись без отклика. Для этого необходимо из параметров каждого контура, используя формулы из теории синтеза цепей, вычислить коэффициенты для

$$\frac{a + jb}{s - (\sigma + j\omega)} + \frac{a - jb}{s - (\sigma - j\omega)}, \quad (2)$$

а затем суммировать их и получить рациональную функцию вида

$$f(s) = \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - a_m} + d + se, \quad (3)$$

где N – количество контуров, умножить на два; d и e – описывают последовательно включённые резистор и индуктивность, а s – угловая частота. Далее частотный отклик можно вычислить из функции $f(s)$.

Заключение

Предложена методика для синтеза многорезонансных SPICE-моделей пассивных электронных компонентов, используя измерения частотной зависимости S -параметров. Для оптимизации параметров модели разработана функция приспособленности, учитывающая модуль и фазу частотной зависимости коэффициента S -параметров. Для корректного вычисления функции приспособленности фазовой составляющей предложена процедура выравнивания фазы из-за циклического переноса в диапазоне $[-\pi; \pi]$. Синтезируемые модели обеспечивают гарантированную пассивность, так как при оптимизации

значения параметров ограничиваются только положительными числами.

Аналитический обзор выполнен за счёт гранта РФФИ № 14-19-01232 в ТУСУРе. Остальные исследования выполнены в рамках выполнения государственного задания № 8.1802.2014/К Министерства образования и науки РФ.

Литература

1. Department of Defence. MIL-STD-461F. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. – 2007. – 269 p.
2. American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA). Electromagnetic Compatibility Requirements for Space Equipment and Systems. S-121–2009. – American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA), 2009. – 94 p.
3. NASA. NASA Technology Roadmaps. TA 11: Modeling, Simulation, Information Technology, and Processing. – 2015. – 170 p.
4. Gazizov T., Melkozerov A., Zabolotsky A. et al. Ensurance and simulation of electromagnetic compatibility: recent results in TUSUR University // International Conference on Applied Physics, Simulation and Computers (APSAC). – Vienna (Austria), 2015. – P. 151–162.
5. Kalimulin I.F., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. Impedance of low-frequency passive components of spaceborne equipment at frequencies ranging to 20 GHz // Instruments and Experimental Techniques. – 2012. – Vol. 55, No. 2. – P. 231–237.
6. Antonini G., Scogna A.C., Orlandi A. Equivalent network synthesis for via holes discontinuities // IEEE Transactions on Advanced Packaging. – 2002. – Vol. 25, No. 4. – P. 528–536.
7. Araneo R. Extraction of broad-band passive lumped equivalent circuits of microwave discontinuities // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54, No. 1. – P. 393–401.
8. Liang Y., Wang Y., Li L. Rational modeling of on-chip inductor by vector fitting // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – 2010. – Vol. 65, No. 2. – P. 253–258.
9. Kato T., Inoue K., Kagawa D. Lumped equivalent circuit model synthesis for a passive element with frequency-dependent and/or temperature-dependent characteristics for EMC simulation // IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). – Taipei (Taiwan): IEEE, 2009. – P. 150–156.
10. Kalimulin I., Zabolotsky A., Gazizov T. LC-filter Simulation Using Multi-resonance Models of Components at Frequency Range up to 40 GHz // IEEE International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON–2015). – Omsk (Russia), 2015. – P. 1–3.
11. Pordanjani I.R., Mazin H.E., Xu W. A Novel Genetic Programming Approach for Frequency-Dependent Modeling // IEEE Transactions on Evolutionary Computation. – 2013. – Vol. 17, No. 3. – P. 353–367.
12. Melkozerov A., Beyer H.-G. Optimization of multi-conductor transmission line parameters using constrained evolution strategies // IEEE International Conference on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO). – Pavia (Italy): IEEE, 2014. – P. 1–4.
13. BouDaher E., Hoorfar A. Electromagnetic Optimization Using Mixed-Parameter and Multiobjective Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2015. – Vol. 63, No. 4. – P. 1712–1724.
14. Rocca P., Oliveri G., Massa A. Differential Evolution as Applied to Electromagnetics // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – IEEE, 2011. – Vol. 53, No. 1. – P. 38–49.
15. Collette Y., Hansen N., Pujol G., Aponte D.S., Riche R.Le. Object-Oriented Programming of Optimizers – Examples in Scilab // Multidisciplinary Design Optimization in Computational Mechanics / P. Breitkopf, R.Coelho Filomeno, Edc. – Hoboken (USA): John Wiley & Sons, Inc., 2010. – P. 527–565.

УДК 621.371.32

С.П. Куксенко, Р.Р. Хажибеков

Оценка уровня излучаемых эмиссий семикаскадного модального фильтра для сети Ethernet 100Base-T

Выполнено электродинамическое моделирование модального фильтра. Оценены излучаемые эмиссии на соответствие требованиям стандарта MIL-STD-461G.

Ключевые слова: модальный фильтр, излучаемые эмиссии, электродинамическое моделирование.

В настоящее время для передачи данных широко используются сети Ethernet 100Base-T (Fast Ethernet). Данная технология применяется как в небольших локальных сетях, так и в сетях крупных предприятий.

Основную угрозу для информационных ресурсов до недавнего времени представляли хакерские атаки и внедрение компьютерных вирусов, которые осуществляются программным путем. Однако создание компактных генераторов мощных электромагнитных излучений, способных негативно воздействовать на электронное оборудование, существенно

поменяло приоритеты в области безопасности информации. Сегодня в разряд важных выдвигается проблема защиты от преднамеренного электромагнитного воздействия. Поэтому актуальна разработка устройств защиты оборудования сети от электромагнитных воздействий [1]. Для защиты аппаратуры от кондуктивных помех применяются различные устройства, такие как варисторы, устройства, использующие диодный мост с TVS-диодом или гальваническую трансформаторную развязку. Модальный фильтр (МФ) отличается от аналогов тем, что в нем не используются радиоэлектронные компонен-

ты, а применяются особые структуры кабельных соединений, которые способствуют разложению опасных сверхкоротких импульсов высокого напряжения. Аналоги поглощают или отражают опасный импульс, а принцип защиты МФ основан на способности опасного сверхкороткого импульса разлагаться на импульсы меньшей амплитуды. МФ обладает многоразовым использованием, использует дешевый материал, а также в нем не применяются полупроводниковые радиоэлектронные компоненты, поэтому он, среди прочего, является более стойким к воздействию радиации.

Принцип работы МФ заключается в использовании модальных искажений, т.е. изменения сигнала за счет разности задержек мод его поперечных волн в многопроводной линии передачи. При распространении импульса, возникшего в активном проводнике отрезка линии с неоднородным диэлектрическим заполнением, он подвергается модальным искажениям вплоть до разложения на N импульсов меньшей амплитуды из-за различия погонных мод в линии. Для полного разложения импульса необходимо, чтобы его общая длительность t_{Σ} была меньше минимального модуля разности задержек распространения мод в линии, т.е. выполнялось условие $t_{\Sigma} < l_{\min} |\tau_{i+1} - \tau_i|$ при $i = 1, \dots, N - 1$, где l – длина отрезка; τ_i – погонная задержка i -й моды отрезка. В частном случае при $N = 2$ это условие примет вид $t_{\Sigma} < l |\tau_e - \tau_o|$, где τ_e и τ_o – погонные задержки четной и нечетной мод соответственно [2].

Если в начало отрезка линии со слабой связью между каким-либо одним и общим проводником подается импульс длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к концу отрезка (между теми же проводниками) придут 2 импульса (импульс 1 и импульс 2), причем с амплитудой, в 2 раза меньшей, чем амплитуда импульса в начале отрезка. Режим холостого хода (XX) на концах пассивного проводника не влияет на форму импульсов разложения, а только незначительно изменяет их амплитуду. Разложение импульса происходит в каждом отрезке. Так, пройдя 7 каскадов модального фильтра, сверхкороткий импульс разложится на 128 импульсов малой амплитуды. Процесс разложения сверхкороткого импульса при прохождении через каскад МФ показан на рис. 1.

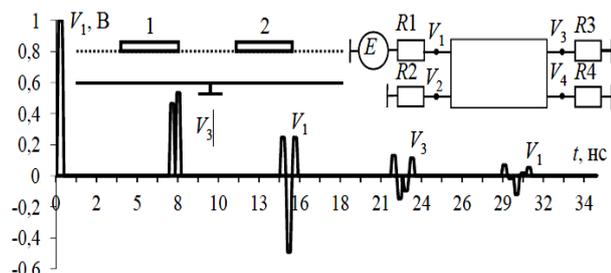


Рис. 1. Формы напряжения в активном проводнике для режима холостого хода на концах пассивного проводника

Для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) МФ должен правильно работать при

воздействии на него электромагнитных помех, в то же время излучения от него не должны мешать корректной работе других устройств. Излучаемые и кондуктивные эмиссии МФ должны регламентироваться соответствующими стандартами по ЭМС. Большая часть изделий государственных и коммерческих предприятий производится для военных применений. Поскольку помеха может повлиять на выполнение боевой задачи, то очевидно, что контроль эмиссий от изделия, а также его восприимчивости к эмиссиям гораздо критичнее для военных применений, чем для коммерческих [3]. По этой причине военные стандарты, как правило, гораздо сложнее и жестче гражданских. Поэтому для проверки на удовлетворение требованиям по излучаемым эмиссиям был выбран американский военный стандарт MIL-STD-461 [4]. Актуальным на данный момент является стандарт MIL-STD-461G от 02.03.2015 [5].

Цель работы – оценка уровня излучаемых электромагнитных эмиссий семикаскадного модального фильтра сети Ethernet 100Base-T на соответствие стандарту MIL-STD-461G.

Для исследования взята модель печатной платы МФ, построенная в САПР Altium Designer. Стороны МФ Top и Bottom приведены на рис. 2. Проводники МФ имеют следующие размеры: ширина – 0,3 мм, высота – 0,105 мм, длина – 2500 мм. Размеры подложки – 140×80×0,18 мм. Пассивный и опорный проводники соединяются между собой с помощью отверстий, проходящих сквозь диэлектрическую подложку. Материал проводников – медь. Материал для диэлектрической подложки – FR-4 ($\epsilon = 4,57$).

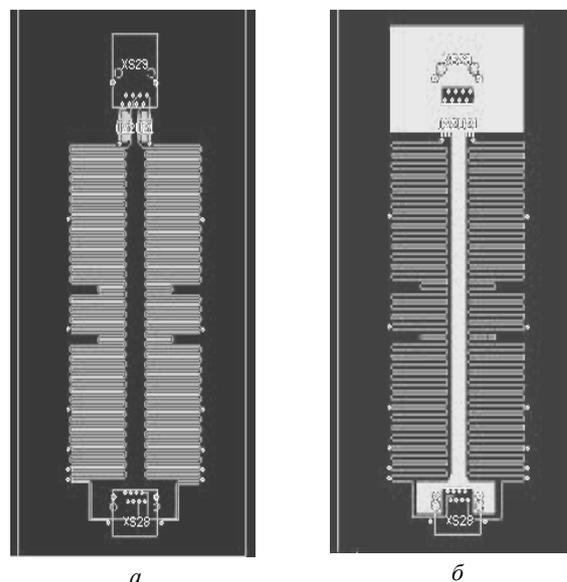


Рис. 2. Стороны МФ Top (а) и Bottom (б)

Для оценки эмиссий использовано электродинамическое моделирование, выполненное в среде CST MWS [6]. Для проверки корректности построенной модели выполнена оценка коэффициента передачи. Полоса пропускания в сети Fast Ethernet составляет 100 МГц. При этом коэффициент передачи

должен быть равен 1 на нулевой частоте и снизиться до уровня 0,707 на частоте 100 МГц. На рис. 3 приведена полученная зависимость коэффициента передачи в диапазоне частот от 0 до 200 МГц. Видно, что на нулевой частоте коэффициент передачи равен 0,93, а на частоте 100 МГц он равен 0,59. Данное отличие можно объяснить потерями в проводнике. Таким образом, можно считать построенную модель корректной.

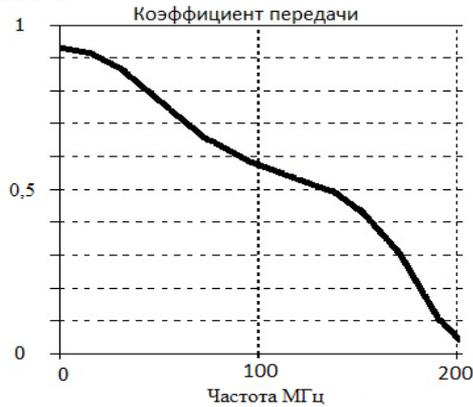


Рис. 3. Коэффициент передачи МФ

Для оценки излучаемых эмиссий МФ были расставлены мониторы Е-поля на расстоянии 5, 10 и 20 мм от проводника. Большое внимание уделялось месту, в котором сужалась меандровая линия. Выбрано 4 области (рис. 4). Поскольку МФ работает в полнодуплексном режиме, для исследования на пары контактов 1–2 и 3–6 были поданы сигналы трапецеидальной формы с длительностью 8 нс – минимальной в сети Fast Ethernet. Длительность переднего и заднего фронтов импульса – 1,7 нс, плоской вершины – 4,6 нс. Импульсы имеют амплитуду напряжения ± 1 В.

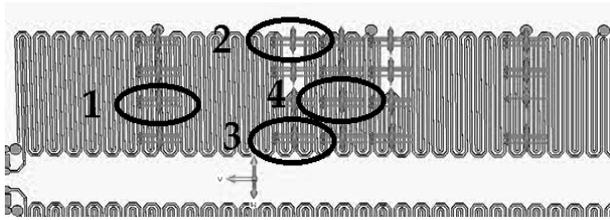


Рис. 4. Расстановка и выбор мониторов

На рис. 5 представлены графики напряженности электрического поля в дБмкВ/м для 4 областей в диапазоне до 10 ГГц. Из представленных зависимостей видно, что в отличие от других областей напряженность поля в области 2 с увеличением расстояния от проводника изменяется незначительно. Это связано с тем, что монитор электрического поля находится над участком, где меандр сужается, и непосредственно под монитором проводник отсутствует.

Для соответствия реальным условиям измерений электрического поля симитирован измеряющий монитор поля (рамочная антенна) на расстоянии 5 мм от МФ (рис. 6). Диаметр антенны 20,8 мм, зазор – 3,14 мм, диаметр проводника – 1,8 мм, между

концами проводника помещалась нагрузка 50 Ом. Полученные зависимости напряжения от частоты (0–200 МГц) приведены на рис. 7. Видно, что уровень излучений не превышает -130 дБмкВ.

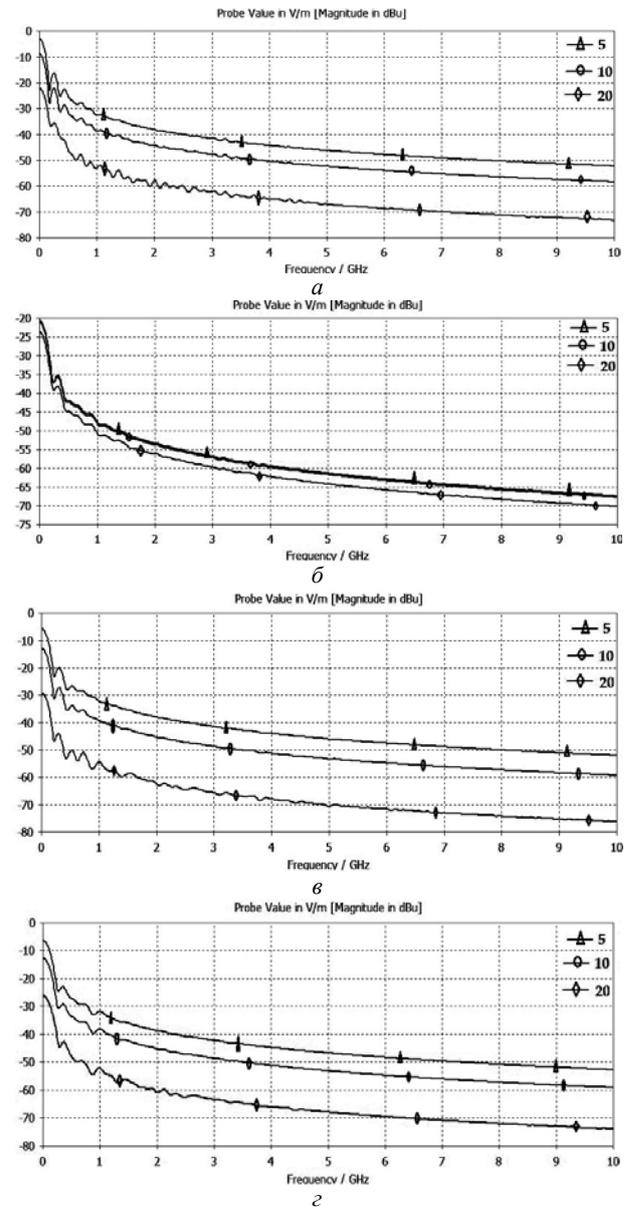


Рис. 5. Зависимости напряженности электрического поля от частоты в областях: 1 (а), 2 (б), 3 (в), 4 (г)

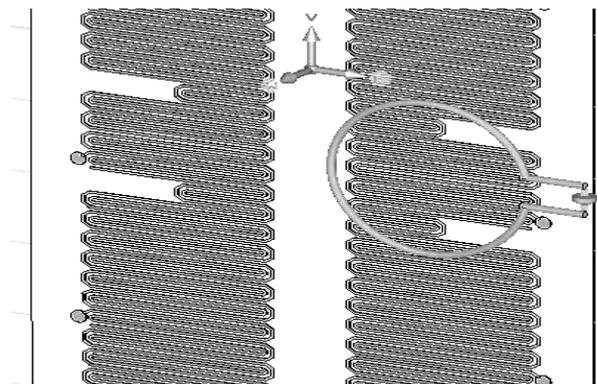


Рис. 6. Монитор поля в виде рамочной антенны

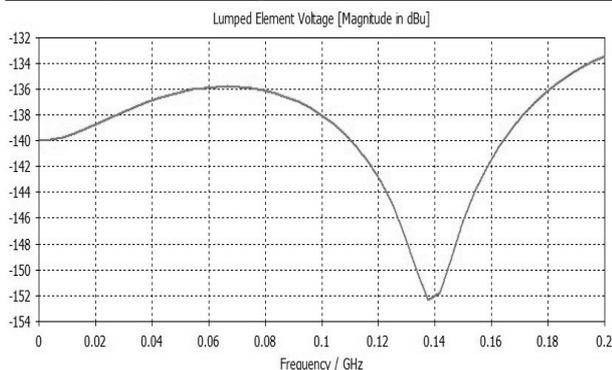


Рис. 7. Излучения от МФ (дБмкВ)

На рис. 8 приведены требуемые пределы RE102 MIL-STD-461G на излучаемые эмиссии к оборудованию в авиационных и космических системах, являющиеся наиболее жесткими. Требования применимы к излучаемым эмиссиям от корпусов оборудования и подсистем, соединительных кабелей и антенн. Расстояние до точки измерения уровня излучаемых эмиссий для электрического поля по RE102 по MIL-STD-461G равно 1 м. На рис. 9 приведены полученные уровни излучаемых эмиссий от МФ на расстоянии 1 м.

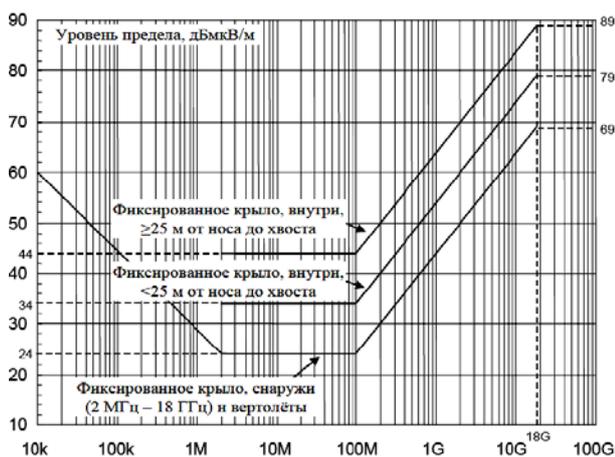


Рис. 8. Предел RE02 для приложений в авиационных и космических системах

Из сравнения рис. 8 и 9 можно сделать вывод, что излучаемые эмиссии МФ в частотном диапазоне 0–10 ГГц не превышают требования стандарта MIL-STD-461G. Так, минимальное значение требований стандарта 20 дБмкВ/м, в то время как максимальные

излучения МФ во всем диапазоне частот не превышают –110 дБмкВ/м.

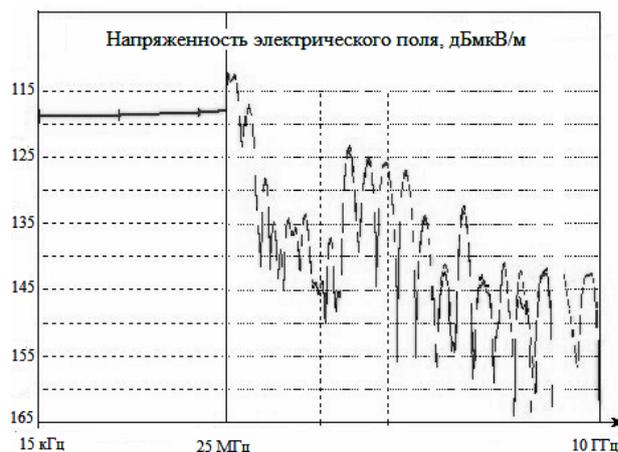


Рис. 9. Зависимость напряженности электрического поля от частоты на расстоянии 1 м от МФ

Таким образом, в работе приведены результаты оценки эмиссий МФ. Показано, что уровни излучаемых эмиссий МФ не превышают требований стандарта MIL-STD-461G. В дальнейшем требуется проведение натурных испытаний для подтверждения полученных оценок.

Работа выполнена за счет гранта Российского научного фонда (проект № 14-19-01232) в ТУСУРе.

Литература

- Петкау О., Тарабцев А., Дерябин А., Ларионов С., Чванов В. Защита объектов топливно-энергетического комплекса от угроз электромагнитного воздействия // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. – 2014. – №2(6). – С. 78–79.
- Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.
- Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры: учеб. пособие. – Томск: ТМЛ-Пресс, 2007. – 256 с.
- Кечиев Л.Н., Балюк Н.В. Зарубежные военные стандарты в области ЭМС. – М.: Грифон, 2014. – 450 с.
- MIL-STD-461G. Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment.
- CST – Computer Simulation Technology [Электронный ресурс]. URL: <https://www.cst.com/>

УДК 04.514

А.А. Квасников, Е.В. Лежнин

Совершенствование средств визуализации формы сигнала в системе TALGAT

Реализованы функции масштабирования и автомасштабирования. Усовершенствованы методы работы с легендами графиков. Реализована поддержка шрифтов графиков.

Ключевые слова: TALGAT, QML, QWT, QT.

TALGAT – система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков, используемая для анализа электромагнитной совместимости [1]. TALGAT включает в себя различные модули, в том числе модуль RESPONSE, который может быть использован для анализа целостности сигналов. Модуль предоставляет пользователям различные расчётные функции, в том числе для получения значений токов и напряжений вдоль любого проводника произвольной схемы из отрезков многопроводной линии передачи. Однако из-за новизны разработка обладает рядом ограничений в средствах работы с графиками [2]. Так, отсутствуют инструменты масштабирования графиков, работы с легендами и пр. Данная работа является продолжением работы [3].

Цель данной работы – совершенствование средств визуализации формы сигнала в узлах принципиальной схемы в системе TALGAT.

В системе TALGAT отсутствует возможность автомасштабирования графиков, которые строятся при вычислении отклика (токов и напряжений в узлах принципиальной схемы). Для устранения данного пробела реализована функция автоматического вычисления границ отображения графика, в которой в качестве аргументов используются длительность отображаемого импульса и максимальные / минимальные значения его амплитуды. Здесь и далее для реализации новых инструментов использованы возможности Qt – кроссплатформенного инструментария на языке C++ [4], а также специфический для Qt язык разметки и проектирования интерфейса пользователя – QML. В результате график отображается в пределах границ, вычисляемых реализованной функцией. Для использования автомасштабирования на панели задания параметров сигнала добавлена новая опция Auto scale (рис. 1).

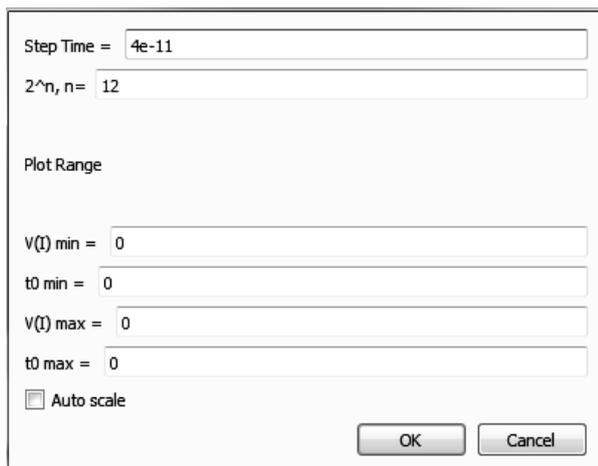


Рис. 1. Опция автомасштабирования графика

При построении графика токов / напряжений принципиальной схемы пользователь не имел возможности ручного масштабирования. Для удобства работы с конкретными частями графиков реализована возможность изменения масштаба графика несколькими способами: с помощью выбора области

увеличения левой кнопкой мыши; с помощью колеса мыши и позиции курсора. Далее новая функциональность продемонстрирована на примере принципиальной схемы, фрагмент которой представлен на рис. 2. Так, если в ходе анализа требуется одновременно построить несколько графиков для разных узлов (рис. 3), то, чтобы рассмотреть детали графика, необходимо увеличить интересующий фрагмент (рис. 4). Для реализации данной функциональности использованы и переопределены функции библиотеки QWT [5], так как имеющиеся реализации не поддерживают масштабирование по позиции курсора.

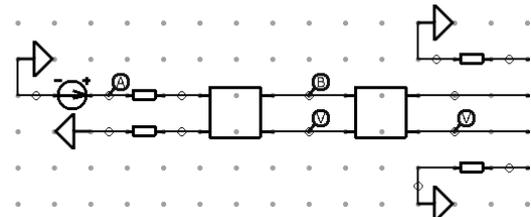


Рис. 2. Фрагмент принципиальной схемы

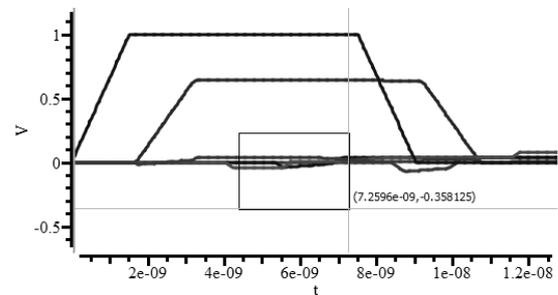


Рис. 3. Использование инструмента масштабирования

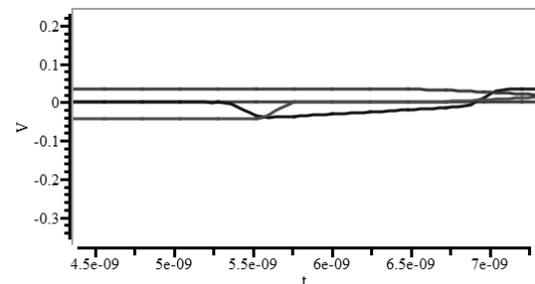


Рис. 4. Увеличенное изображение интересующего фрагмента графика

Еще одним ограничением является отсутствие возможности работы с легендами для графиков, например, при динамической визуализации токов / напряжений в узлах принципиальной схемы. После переопределения функций библиотеки QWT реализована возможность свободного перемещения легенды графика в любую позицию окна с помощью положения курсора и зажатой кнопки мыши (рис. 5).

В системе отсутствует возможность выбора стиля и размера шрифта, который используется для отображения подписей осей и легенды графика визуализации токов / напряжений, а также сохранения и их загрузки. С помощью средств библиотеки QWT и Qt описанный инструментарий реализован. В результате выбор и настройки шрифтов задаются через специальное диалоговое окно и затем передаются в окно с графиками.

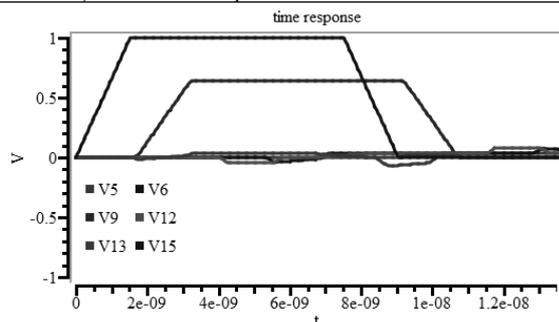


Рис. 5. Демонстрация работы инструмента для перемещения легенды графика

Таким образом, в ходе данной работы реализованы инструменты масштабирования графиков, улучшена работа с легендами и шрифтами. В дальнейшем планируется совершенствование схемотехнического редактора для улучшения взаимодействия с пользователем.

Работа выполнена в рамках государственного задания № 8.1802.2014/К Минобрнауки России.

УДК 519.612

К.А. Лемешко, С.П. Куксенко

Оценка эффективности использования ILU(0)-разложения при анализе полосковых структур

Получена численная оценка эффективности использования ILU(0)-разложения для формирования матрицы предобусловливания при анализе полосковых структур. Показана его недостаточная эффективность.

Ключевые слова: система линейных алгебраических уравнений, ILU(0)-разложение, итерационный метод, предобусловливание, предфильтрация.

Использование полосковых структур позволяет разрабатывать более совершенную радиоэлектронную аппаратуру (РЭА) различного назначения, а анализ связей в полосковых структурах важен для разработки с учетом электромагнитной совместимости (ЭМС), например при анализе целостности сигналов. Невыполнение требований ЭМС может повлечь серьезные последствия в различных сферах деятельности человека.

Облегчить обеспечение ЭМС позволяет предварительное имитационное моделирование. При этом основные вычислительные затраты часто приходятся на решение системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) вида $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$ с плотной матрицей порядка N . Методы решения СЛАУ делят на две большие группы: прямые (или точные) и итерационные. К первым относятся методы, которые позволяют получить решение за конечное число элементарных операций. Вторые основаны на последовательном приближении к решению СЛАУ. Основное преимущество итерационных методов – меньшие вычислительные затраты, получаемые, в частности, за счет предобусловливания. Условно его методы делят на явные и неявные. Неявное предобусловливание требует решения СЛАУ в каждой

Литература

1. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

2. Газизов Р.Р. Функции локализации и визуализации токов и напряжений в системе TALGAT / Р.Р. Газизов, Е.В. Лежнин // Современные технологии в науке и образовании. – Рязань: Изд-во Рязан. гос. радиотехнический ун-та, 2016. – С. 100–103.

3. Квасников А.А. Расширение функциональных возможностей и совершенствование графического интерфейса системы TALGAT / А.А. Квасников, Е.В. Лежнин, С.П. Куксенко // Электронные средства и системы управления. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2015. – С. 39–42.

4. Сайт инструментария Qt [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.qt.io/>, свободный (дата обращения: 14.03.2016).

5. Qwt, графическая библиотека [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://qwt.sourceforge.net/>, свободный (дата обращения: 13.03.2016).

итерации, при этом исходная система преобразуется к виду $\mathbf{MAx} = \mathbf{Mb}$. Большая часть неявных методов основана на представлении $\mathbf{M} = \mathbf{LU}$, где \mathbf{L} и \mathbf{U} получены из матрицы \mathbf{A}^s путем LU-разложения. Матрицу \mathbf{A}^s формируют из исходной матрицы \mathbf{A} путем уменьшения количества ненулевых элементов (предфильтрации). При LU-разложении матрицы \mathbf{L} и \mathbf{U} получаются более плотными, поэтому часто используют неполное LU-разложение (или ILU-разложение) [1]. Базовой версией данного разложения является ILU(0)-разложение [2]. Оно заключается в применении LU-разложения к матрице \mathbf{A}^s , но если $a_{ij}^s = 0$, то сразу полагается $l_{ij} = 0$ или $u_{ij} = 0$. В известных авторам работах отсутствуют оценки эффективности использования ILU(0)-разложения при анализе полосковых структур.

Цель данной работы – оценка эффективности использования ILU(0)-разложения при анализе полосковых структур.

Для достижения поставленной цели использовались три способа предфильтрации [3]. Первый основан на нормировке максимальным элементом матрицы:

$$a_{ij}^s = 0, \text{ если } |a_{ij} / a_i^{\max}| < \varepsilon, \quad (1)$$

где a_i^{\max} – максимальный элемент матрицы.

Второй способ основан на нормировке максимальным элементом в строке:

$$a_{ij}^s = 0, \text{ если } |a_{ij} / a_i^{\max}| < \varepsilon, \quad (2)$$

где a_i^{\max} – максимальный элемент в i -й строке.

Последний основан на евклидовой норме текущей строки:

$$a_{ij}^s = 0, \text{ если } |a_{ij}| < \varepsilon_i = \|a_{i*}\|_2 \tau, \quad (3)$$

где $\|a_{i*}\|_2 = \sqrt{\sum_{j=1}^N |a_{ij}|^2}$ – евклидова норма i -й строки.

В качестве инструментального средства использовалась система MATLAB, которая является одним из мощных и универсальных средств, в том числе для решения СЛАУ [4]. Использовались итерационные методы: стабилизированный метод бисопряженных градиентов (BiCGStab) [4] и квадратичный метод сопряженных градиентов (CGS) [5]. Алгоритмы этих методов, а также ILU(0)-разложения реализованы в виде готовых функций в MATLAB.

Для оценки эффективности использования ILU(0)-разложения проведен вычислительный эксперимент с использованием методов CGS и BiCGStab в сочетании с ILU(0)-разложением и тремя спо-

собами предфильтрации на примере анализа полосковой структуры, представленной на рис. 1 ($d = 2$ мм, $s = 10$ мм, $t = 6$ мм, $w = 8$ мм, $h_1 = 6$ мм, $h_2 = 16$ мм).

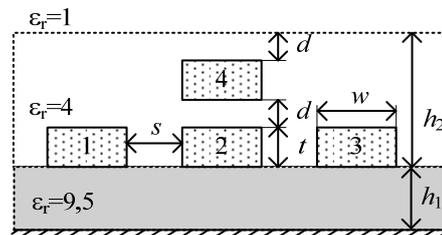


Рис. 1. Поперечное сечение исследуемой полосковой структуры

Исследования проводились при следующих параметрах: при различных ε и τ точность вычислений (относительная норма вектора невязки) $t_{01} = 10^{-8}$, максимальное число итераций 200. Порядок матрицы СЛАУ $N = 1280$ (плотность – 100%). В табл. 1, 2 приведены результаты вычислений для CGS и BiCGStab в сочетании с ILU(0)-разложением и предфильтрацией согласно (1), в табл. 3, 4 и 5, 6 согласно (2) и (3) соответственно (i – количество итераций, t_m – время формирования матрицы предобусловливания M , t – общее время решения СЛАУ, n_z – количество ненулевых элементов в матрице M , r – полученное значение относительной нормы вектора невязки).

Таблица 1

Результаты вычислений методом CGS с ILU(0)-разложением и предфильтрацией согласно (1)

ε	i	$t_m, \text{с}$	$t, \text{с}$	n_z	r
0,01	5	10,747921	10,821489	681614	$8,5 \cdot 10^{-10}$
0,05	6	10,272324	10,336387	407800	$2,4 \cdot 10^{-9}$
0,1	13	10,519160	10,647543	204412	$1,5 \cdot 10^{-9}$
0,5	200	10,528666	11,864115	4562	$9,1 \cdot 10^{-6}$
1	38	10,502786	10,766359	1280	$4,2 \cdot 10^{-9}$

Таблица 2

Результаты вычислений методом BiCGStab с ILU(0)-разложением и предфильтрацией согласно (1)

ε	i	$t_m, \text{с}$	$t, \text{с}$	n_z	r
0,01	4,5	11,671272	11,737901	681614	$7,1 \cdot 10^{-9}$
0,05	6	10,641062	10,734633	407800	$1,7 \cdot 10^{-9}$
0,1	12,5	10,403704	10,52177	204412	$7,8 \cdot 10^{-9}$
0,5	200	10,090252	11,557004	4562	0,00028
1	36	10,782095	11,05929	1280	$9,9 \cdot 10^{-9}$

Таблица 3

Результаты вычислений методом CGS с ILU(0)-разложением и предфильтрацией согласно (2)

ε	i	$t_m, \text{с}$	$t, \text{с}$	n_z	r
0,01	3	14,5343	14,623472	1573138	$3,3 \cdot 10^{-11}$
0,05	5	11,925643	12,028145	1190722	$1,6 \cdot 10^{-9}$
0,1	9	10,638788	10,782733	865698	$6,8 \cdot 10^{-10}$
0,5	200	10,496815	12,260354	210554	0,00015
1	40	10,180181	10,502933	99146	$3,3 \cdot 10^{-9}$
1,5	41	10,266621	10,575695	45150	$4,6 \cdot 10^{-9}$
2	38	10,634492	10,920875	20784	$7,5 \cdot 10^{-9}$

Таблица 4

Результаты вычислений методом BiCGStab с ILU(0)-разложением и предфильтрацией согласно (2)

ε	i	t_m, c	t, c	n_z	r
0,01	2,5	14,642663	14,716318	1573138	$9,5 \cdot 10^{-10}$
0,05	4,5	11,425033	11,51537	1190722	$7,1 \cdot 10^{-9}$
0,1	8	10,872443	11,020045	865698	$8,9 \cdot 10^{-9}$
0,5	200	10,478132	12,391512	210554	0,0049
1	35,5	10,302655	10,59653	99146	$7,7 \cdot 10^{-9}$
1,5	36,5	10,510173	10,827389	45150	$9,1 \cdot 10^{-9}$
2	33	11,110999	11,363931	20784	$9,1 \cdot 10^{-9}$

Таблица 5

Результаты вычислений методом CGS с ILU(0)-разложением и предфильтрацией согласно (3)

τ	i	t_m, c	t, c	n_z	r
0,01	6	10,159920	10,235153	456206	$2 \cdot 10^{-10}$
0,05	52	10,248437	10,656479	44988	$7,5 \cdot 10^{-9}$
0,1	200	10,455259	11,866896	7376	0,033
0,5	38	10,205938	10,466494	1280	$4,2 \cdot 10^{-9}$

Таблица 6

Результаты вычислений методом BiCGStab с ILU(0)-разложением и предфильтрацией согласно (3)

τ	i	t_m, c	t, c	n_z	r
0,01	5,5	10,398373	10,472163	456206	$7,5 \cdot 10^{-10}$
0,05	59,5	10,077216	10,543223	44988	$4,8 \cdot 10^{-9}$
0,1	85	10,101053	10,679758	7376	0,068
0,5	36	10,343740	10,602643	1280	$9,9 \cdot 10^{-9}$

Из полученных данных можно сделать вывод, что общее время решения СЛАУ с использованием методов CGS и BiCGStab при использовании всех способов предфильтрации отличается несущественно. При этом для обоих методов в сочетании со всеми способами предфильтрации [кроме BiCGStab и (3)] обнаружены значения ε или τ , при которых нет сходимости к решению с заданной точностью (число итераций достигает максимального). При использовании BiCGStab и (3) выявлена стагнация (невязка практически не изменяется при увеличении числа итераций). Таким образом, полученные результаты свидетельствуют о недостаточной эффективности ILU(0)-разложения при анализе полосковых структур.

Работа выполнена в рамках реализации гранта РФФИ № 14-29-09254.

Литература

1. Многократное решение систем линейных алгебраических уравнений итерационными методами с предобуславливанием в задачах электромагнитной совместимости / Р.Р. Ахунов и др. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2015. – 152 с.
2. Saad Y. Numerical solution of large nonsymmetric eigen-value problems // Comp. Phys. Comm. – 1989. – Vol. 53. – P. 71–90.
3. Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Итерационные методы решения системы линейных алгебраических уравнений с плотной матрицей. – Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 208 с.
4. www.mathworks.com
5. Vorst van der H. Bi-CGSTAB: a fast and smoothly converging variant of Bi-CG for solution of nonsymmetric linear systems // SIAM J. Sci. and Stat. Comput. – 1992. – № 13. – P. 631–644.
6. Sonneveld P. CGS, a fast Lanczos-type solver for nonsymmetric linear systems // SIAM J. Sci. Statist. Comput. – 1989. – № 10. – P. 36–52.

УДК 621.371.32

Р.Р. Мусабаев, А.М. Заболоцкий

Способы вычисления матрицы погонных сопротивлений многопроводной линии передачи

Выполнен обзор способов вычисления матрицы погонных сопротивлений многопроводной линии передачи. Детально рассмотрены способы Бройда и Клавелье, способ Маттея. Описаны достоинства и недостатки представленных способов.

Ключевые слова: многопроводная линия передачи, потери в проводниках, матрица погонных сопротивлений.

Радиоэлектронная аппаратура (РЭА) всё больше используется в самых различных сферах инфраструктуры современного общества, особенно в управлении критичными системами в военной, атомной, транспортной и космической отраслях. Проводится много исследований, в которых моделируются устройства защиты на связанных линиях, например модальные фильтры, для которых выявлено сильное влияние потерь на амплитуду сигнала на выходе [1]. Между тем точная оценка потерь, в общем случае отрезка многопроводной линии передачи (МПЛП) описываемая его матрицей \mathbf{R} , остается сложным вопросом.

Целью данной работы является обзор различных способов нахождения матрицы \mathbf{R} , выявления их достоинств и недостатков для определения наиболее приемлемого.

Подходы к вычислению матрицы \mathbf{R}

Общеизвестным допущением, справедливым во многих случаях и значительно упрощающим анализ линий передачи, является допущение об отсутствии в них потерь. Возможно, поэтому оценке потерь столь сложного объекта моделирования, как МПЛП, посвящено довольно мало работ. Рассмотрим некоторые из них, которые описаны в работе [2]. В этапной работе [3], в отличие от прежних работ, в которых моделировались потери лишь в одноименных линиях передачи конкретных конфигураций, впервые предложено гораздо более общее решение, пригодное для вычисления потерь в МПЛП с проводниками произвольных поперечных сечений в многослойной диэлектрической среде и применимое к среде с многочисленными диэлектриками любой формы.

Для вычисления матрицы сопротивлений \mathbf{R} с учётом потерь в нижней плоскости земли в [3] применено развитие метода возмущений, требующее нахождения мод МПЛП из решения задачи собственных значений, а затем – постоянных затухания всех мод. В предлагаемом решении для металлических поверхностей МПЛП применяется аппроксимация поверхностным сопротивлением проводника. Такой подход в спектральной области делает возможным квазистатический анализ линий с потерями в проводниках для режимов, как со слабым, так и сильным скин-эффектом, с многослойными изотропными и анизотропными подложками, в том числе полупроводниковыми и/или магнитными. Однако точный учёт частотной зависимости потерь в проводниках линий передачи требует моделирования скин-эффекта и эффекта близости проводников друг к другу, которое, в свою очередь, делает необходимым сложное вычисление распределения тока по поперечному сечению проводников.

Для точного учёта частотной зависимости потерь в проводниках МПЛП предложено использовать интегральное уравнение по поверхности проводников [4], позволяющее получить матрицы \mathbf{R} и \mathbf{L} с учётом скин-эффекта [5]. Точное определение потерь из-за скин-эффекта существенно зависит и от

моделирования поверхностного заряда в проводниках МПЛП. Известно применение метода возмущённого статического приближения для исследования точного распределения тока и постоянных пространств МПЛП с учётом скин-эффекта и эффекта близости [6].

Наиболее простой способ расчета \mathbf{R} использован в [7]. Рассмотрим его подробнее.

Учет скин-эффекта в трех одинаковых прямоугольных проводниках

Самым простым способом вычисления матрицы \mathbf{R} является нахождение ее элементов с учетом потерь из-за постоянного тока и скин-эффекта. Для линии из трех одинаковых прямоугольных проводников можно использовать формулу

$$r = 2r_m, \quad (1)$$

$$r_m = 1/(w\sigma t) + r_s/w, \quad (2)$$

где r – диагональные элементы \mathbf{R} ; r_m – недиагональные элементы \mathbf{R} ; w , t – ширина и толщина проводника; σ – удельная проводимость материала проводника

$$r_s = (\pi f \mu_0 / \sigma)^{1/2}, \quad (3)$$

где f – частота; μ_0 – магнитная проницаемость вакуума.

Данный способ отличается простотой вычисления, но расчет проводится без учета эффекта близости. Поэтому конечный результат не является точным.

Способ Бройда и Клавелье

На основе теории (МПЛП) определено соотношение между распределением высокочастотных токов в многопроводном межсоединении и распределением электростатического заряда в линиях без потерь, не содержащих диэлектриков. Этот результат используется для вычисления матрицы \mathbf{R} такого межсоединения на высоких частотах [8].

Если подаваемые в передающие проводники (ПП) токи описываются вектором-столбцом \mathbf{I} , то, используя $i_S(\alpha, \mathbf{I})$ для обозначения тока, протекающего по проводнику α , для любого j получится

$$\sum_{\alpha \in A_j} i_S(\alpha, \mathbf{I}) = [\mathbf{I}]_j, \quad (4)$$

где $[x]_j$ – j -й элемент вектора \mathbf{x} . Согласно теореме о плотности поверхностного тока, на высоких частотах можно определить действительную матрицу \mathbf{Q}_V , имеющую n столбцов, таким образом, чтобы для любой матрицы \mathbf{I} протекающий по проводнику α ток равнялся бы величине

$$i_S(\alpha, \mathbf{I}) = k[\mathbf{Q}_V \mathbf{I}]_\alpha, \quad (5)$$

где k – произвольная ненулевая константа. Используя (4), получается

$$i_S(\alpha, \mathbf{I}) = \sum_{j=1}^n \frac{Q_{V\alpha j} I_j}{\sum_{\beta \in A_j} Q_{V\beta j}}, \quad (6)$$

где $Q_{V\alpha j}$ – элементы \mathbf{Q}_V . Если сопротивление и глубина скин-слоя одинаковы для всех ПП, то можно обозначить эти величины r_{TC} и δ_{TC} соответственно. На достаточно высоких частотах толщина и ширина

каждой ПП много больше, чем δ_{TC} . Так как плотность поверхностного тока однородна для каждого проводника, погонная рассеиваемая на ПП мощность равна

$$P_{TC} = \frac{\rho_{TC}}{\delta_{TC}} \sum_{\alpha \in A} \frac{|i_S(\alpha, \mathbf{I})|^2}{w_\alpha}. \quad (7)$$

Матрица погонных сопротивлений ПП на высоких частотах, обозначенная \mathbf{R}_{HFTC} , определяется из соотношения $\mathbf{P}_{TC} = \mathbf{I}^* \mathbf{R}_{HFTC} \mathbf{I}$, где \mathbf{I}^* обозначает эрмитово сопряжение матрицы \mathbf{I} . Используя (6) и (7), легко можно показать, что

$$\mathbf{R}_{HFTC} = \frac{\rho_{TC}}{\delta_{TC}} \mathbf{K}_{TC}, \quad (8)$$

где символами \mathbf{K}_{TC} обозначена матрица обратных эквивалентных ширин ПП, значения элементов \mathbf{K}_{TC} даются выражением

$$K_{TCij} = \frac{1}{\left(\sum_{\beta \in A_i} Q_{V\beta i} \right) \left(\sum_{\beta \in A_j} Q_{V\beta j} \right)} \sum_{\alpha \in A} \frac{Q_{V\alpha i} Q_{V\alpha j}}{w_\alpha}. \quad (9)$$

На этом этапе для вычисления Q_V может использоваться теорема о взаимозависимости плотностей электрического заряда и тока, так как в этой теореме утверждается, что можно определить $Q_{V\alpha i}$ как погонный электростатический заряд на проводнике α при условии, что погонный заряд на ПП с номером i равен 1, а погонные заряды на всех остальных проводниках равны 0. Другими словами, можно использовать выражение

$$Q_{V\alpha i} = \sum_{j=1}^n \left(\sum_{\beta \in A_j} e_{0\alpha\beta} \right)^t \mathbf{e}_j \mathbf{C}_0^{-1} \mathbf{e}_i. \quad (10)$$

Подобные рассуждения можно использовать для вычисления матрицы погонных сопротивлений на высокой частоте для опорного проводника (ОП), обозначенной как \mathbf{R}_{HFGC} и определяемой из выражения $\mathbf{P}_{GC} = \mathbf{I}^* \mathbf{R}_{HFGC} \mathbf{I}$, где \mathbf{P}_{GC} – погонная рассеиваемая ОП мощность. Используя ρ_{GC} и δ_{GC} для обозначения сопротивления и глубины скин-слоя ОП соответственно, получается

$$\mathbf{R}_{HFGC} = \frac{\rho_{RC}}{\delta_{RC}} \mathbf{K}_{GC}, \quad (11)$$

где \mathbf{K}_{GC} – матрица обратных эквивалентных ширин ОП, элементы \mathbf{K}_{GC} определяются выражением

$$K_{GCij} = \frac{\int_C \{ \mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_i(\xi) \} \{ \mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_j(\xi) \} d\xi}{\left(\int_C \mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_i(\xi) d\xi \right) \left(\int_C \mathbf{n} \cdot \mathbf{E}_j(\xi) d\xi \right)}, \quad (12)$$

где ξ – длина дуги на границе ОП, а $\mathbf{E}_i(\xi)$ – компонента электростатического поля, нормальная к поверхности ОП, при этом погонный заряд для каждой полосы вычисляется по формуле (10), контур интегрирования C проходит над границей ОП.

И, наконец, матрица сопротивлений линии передачи для высокой частоты, обозначенная как \mathbf{R}_{HF} , определяется по формуле

$$\mathbf{R}_{HF} = \mathbf{R}_{HFTC} + \mathbf{R}_{HFGC} = \frac{\rho_{TC}}{\delta_{TC}} \mathbf{K}_{TC} + \frac{\rho_{GC}}{\delta_{GC}} \mathbf{K}_{GC}. \quad (13)$$

Так как проводники обратимые и пассивные, K_{TC} и K_{GC} являются не зависящими от частоты положительными действительными квазиопределенными матрицами [9]. Поэтому все диагональные элементы K_{TC} и K_{GC} неотрицательны. Отметим, что диагональные элементы K_{TC} не всегда положительны. Можно обнаружить, что \mathbf{K}_{TC} всегда имеет тенденцию к диагональности, а матрица \mathbf{K}_{GC} неотрицательна.

Следует отметить, что реализация вычисления матрицы погонных сопротивлений методом Бройда и Кламелье является ресурсоемкой. Из-за неполноты сведений и неясности значений индексов в [8] вычисление конечного результата не представилось возможным [10].

В работе [11] отмечается, что для точного моделирования важен точный расчет матрицы \mathbf{R} и задача ее определения достаточно сложна. Чтобы облегчить нахождение \mathbf{R} , во многих случаях недиагональные элементы с номерами $|i - j| > 1$, учитывающие влияние несоседних проводников друг на друга, берутся нулевыми. Между тем указывается, что наиболее простой способ расчета \mathbf{R} предложен в [7]. Рассмотрим его подробнее.

Способ Маттея

В классической работе [12] Уилер предложил принцип, названный им «правилом дифференциальной индуктивности» (ПДИ), который является мощным инструментом для вычисления высокочастотного сопротивления ТЕМ-волн (или квази-ТЕМ-волн) в одиночных линиях передачи. В статье Маттея [7] ПДИ обобщено для использования его при расчете матрицы сопротивлений многосвязных линий.

Формула Уилера выглядит следующим образом (за исключением знака минус):

$$R = \frac{R_s}{\mu_0} \left(\frac{-\partial L}{\partial n} \right) \text{ Ом/м}, \quad (14)$$

где R_s – поверхностное сопротивление проводника $\sqrt{\pi f \mu \rho}$; μ_0 и μ – магнитные проницаемости в воздухе и проводнике соответственно; f – частота; ρ – удельное сопротивление проводника. Здесь производная $\partial L / \partial n$ – есть приращение распределенного сопротивления за счет постепенного перемещения поверхности проводника наружу относительно первоначального положения его поверхности. (Уилер определяет производную для перемещения вовнутрь, поэтому знак «минус» отсутствует). Интересно сравнить распределенное сопротивление микрополосковой линии передачи в примере, показанном на рис. 1, вычисленное с помощью ПДИ, с результатами, полученными в расчетах с использованием программы LINPAR [13].

Здесь уравнение ПДИ (14) решалось численно с помощью методов, приведенных в работе [6]. Расчет по методу ПДИ дает результат 9,25 Ом/м, тогда как расчет с помощью LINPAR дает значение 8,12 Ом/м. Какое из двух значений более точное – сказать сложно. Было установлено, что методы, приведенные в работе [14], позволяют получить очень точные

значения для L и C , в связи с чем предполагается, что численный расчет производной также будет весьма точным.

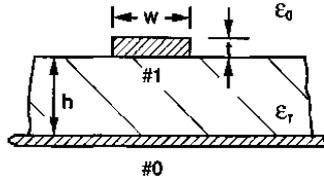


Рис. 1. Пример одиночного медного микрополоска, где $w = h = 2$ мм, $t = 0,5$ мм, $\epsilon_r = 13$ и $\epsilon_0 = 1$

В программе LINPAR используется совершенно другой подход, который подразумевает расчет потерь мощности вследствие распределения тока. Распределенный ток представлен в виде ряда импульсных базисных функций. Данный подход плохо описывает ток вблизи краев полоска, в особенности в некоторых из приведенных примеров, для которых в программе LINPAR используется значительно меньшее число базисных функций, чем хотелось бы.

Элементы матрицы \mathbf{R} согласно [7] вычисляются по формуле

$$R_{jj} = \frac{R_s}{\mu_0} \left(\frac{-\partial L_{jj}}{\partial n} \right), \quad (15)$$

где проводники № 0 и № j возмущены.

В этих уравнениях обозначение «проводник № 0» относится к опорному проводнику. В микрополосковой линии передачи «проводник № 0» – это заземляющая плоскость, а в полосковой линии передачи – это две заземляющие плоскости. Во многих цифровых схемах ситуация больше похожа на ту, которая показана на рис. 4, где любая заземляющая плоскость находится на значительном удалении в сравнении с расстояниями между проводниками, и напряжения в линиях № 1, № 2 и № 3 вычисляются относительно «общей обратной линии», которая здесь обозначена как линия № 0. Как видно из (15), для расчета, скажем, собственного сопротивления R_{22} для случаев, аналогичных тем, что показаны на рис. 2–4, возмущение при расчете производной испытывают только поверхности проводников № 2 и № 0, тогда как поверхности других проводников остаются невозмущенными. При расчете взаимного сопротивления, например R_{12} , только общий проводник (или проводники) № 0 испытывает возмущение. Например, при расчете взаимного сопротивления численным методом производную получают с помощью матрицы индуктивности для невозмущенной структуры, а затем пересчитывают ее для поверхностей проводника № 0, испытывающих малое возмущение в направлении наружу.

Матрицы сопротивлений в ряде примеров, содержащие по две и более строк, были вычислены с использованием вышеописанного метода ПДИ вместе с методом расчета значений индуктивности из работы [14] для численного расчета производных. Соответствующие расчеты также были выполнены в программе LINPAR. Все расчеты выполнялись для значения частоты 10 ГГц.

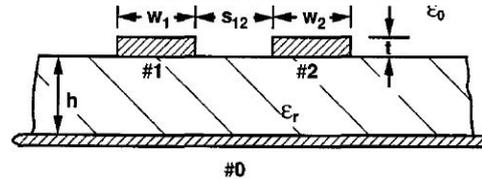


Рис. 2. Пример двухпроводной микрополосковой линии, где $w_1 = 10$, $w_2 = 5$, $s_{12} = 5$, $h = 5$ и $t = 1$, все размеры в мм; $\epsilon_r = 13$ и $\epsilon_0 = 1$. Проводники медные

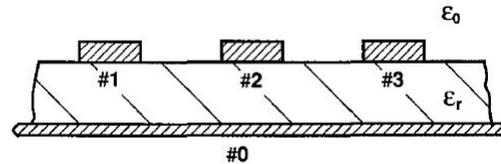


Рис. 3. Пример микрополосковой линии из трех проводников, где $w_1 = 4$, $w_2 = w_3 = 3$, $s_{12} = s_{23} = 2$, $t_1 = t_2 = t_3 = 1$ и $h = 2$, все размеры в мм

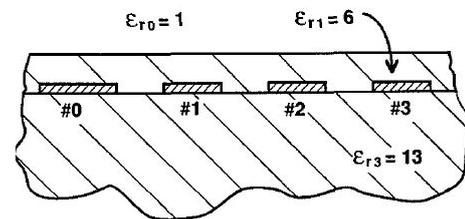


Рис. 4. Пример с тремя золотыми проводниками и общей обратной линией. Размеры даны в мм: $w_0 = 1$, $w_1 = w_2 = w_3 = 0,6$, $s_{01} = s_{12} = s_{23} = 0,50$, $t_0 = t_1 = t_2 = t_3 = 0,06$ и $h = 0,2$

Для примера, показанного на рис. 2, были получены следующие значения

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 2,49 & 0,37 \\ 0,37 & 3,87 \end{bmatrix} \text{ Ом/м}, \quad (16)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 2,31 & 0,35 \\ 0,35 & 3,49 \end{bmatrix}_{\text{LINPAR}} \text{ Ом/м}. \quad (17)$$

Для примера из рис. 3

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 6,13 & 0,99 & 0,48 \\ 0,99 & 7,07 & 1,05 \\ 0,49 & 1,05 & 7,2 \end{bmatrix} \text{ Ом/м}, \quad (18)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 5,81 & 1,35 & 0,63 \\ 1,35 & 6,76 & 1,05 \\ 0,63 & 1,45 & 6,62 \end{bmatrix}_{\text{LINPAR}} \text{ Ом/м}. \quad (19)$$

Для структуры из рис. 4

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 74,08 & 29,23 & 28,03 \\ 29,23 & 65,87 & 26,46 \\ 28,26 & 26,48 & 63,85 \end{bmatrix} \text{ Ом/м}. \quad (20)$$

Как видно из приведенных выше примеров, результаты расчета матриц сопротивлений по методу ПДИ и с помощью программы LINPAR хорошо согласуются, обеспечивая степень точности, достаточную для практических задач. Какие из этих результатов являются более точными, на данном этапе сказать трудно, хотя имеются основания полагать, что расчет по методу ПДИ точнее. Предполагается, что метод, предложенный Маттеем, является более ре-

лизуемым, а задача исполнения в системе TALGAT выполнимой.

Работа выполнена в рамках проектной части государственного задания Министерства образования и науки РФ (№ 8.1802.2014/К).

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 Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2016. – 288 с.

2. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий: дис. ... д-ра техн. наук, Томск, 2010.

3. Harrington R.F. and Wei C. Losses on multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1984. – Vol. MTT-32, July. – P. 705–710.

4. Djordjevic R., Sarkar T.K. and Rao S.M. Analysis of finite conductivity cylindrical conductors excited by axially-independent TM electromagnetic field // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – Oct. 1985. – Vol. MTT-33. – P. 960–966.

5. Wu R.B. and Yang J.C. Boundary integral equation formulation of skin effect problems in multiconductor transmission lines // IEEE Trans. Magn. – July 1989. – Vol. MAG-25. – P. 3013–3015.

6. Olyslager F., Fache N. and De Zutter D. New fast and accurate line parameter calculation of general multiconductor transmission lines in multilayered media // IEEE Trans.

Microwave Theory Tech. – June 1991. – Vol. MTT-39. – P. 901–909.

7. Matthaei G.L., Chinn G.C. Approximate calculation of the high-frequency resistance matrix for multiple coupled lines // IEEE. – 1992. – P. 1353–1354.

8. Brodye F., Clavelier E. A Simple Computation of the High-Frequency Per-Unit-Length Resistance Matrix // IEEE 15th Workshop on Signal Propagation on Interconnects (SPI). – May 2011. – Naples., Italian Republic. – 2011. – P. 121–124.

9. Horn R.A., Johnson C.R. Matrix analysis. – Cambridge University Press, 1985.

10. Мусабаев Р.Р. Вычисление матрицы погонных сопротивлений модели многопроводной линии передачи: выпускная квалификационная работа бакалавра. – Томск: ТУСУР, 2016.

11. Малютин Н.Д. Регулярные и нерегулярные многосвязанные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик / Н.Д. Малютин и др. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 218 с.

12. Wheeler H.A. Formulas for the Skin Effect / Proceedings of the IRE. – September 1942. – Vol. 30. – P. 412–424.

13. Djordjevic A., Harrington R.F., Sarkar T. and Bazar M. Matrix Parameters for Multiconductor Transmission Lines: Software and User's Manual, Artech House. The software refers to this program as LINPAR.

14. Matthaei G.L., Chinn G.C., Plott C.H. and Dagli N. A simplified means for computation of interconnect distributed capacitances and inductances // IEEE Trans. on Computer Aided Design of Integrated Circuits and Systems. – April 1992.

УДК 621.376.6

И. Сагиева, Р.Р. Абенев

Метод передачи данных на множестве поднесущих с использованием банка фильтров (FBMC)

Рассмотрены новые технологии беспроводной связи. Кратко описана технология FBMC. Показаны преимущества данной технологии по сравнению с технологией OFDM. Выполнено моделирование в SystemVue и Matlab: показаны спектры сигналов, импульсная характеристика фильтр-прототипа, формирование FBMC-сигнала.

Ключевые слова: FBMC-технология, OFDM-технология, фильтр-прототип, импульсная характеристика фильтра, амплитудно-частотная характеристика фильтра.

В настоящее время в беспроводной связи тенденцией является поддержка высоких скоростей передачи данных. Однако увеличение скорости передачи данных и пропускной способности является сложной задачей. Стоит отметить, что системы с множеством несущих преодолели ряд проблем, связанных с высокой эффективностью использования полосы пропускания при высокой спектральной эффективности. В последние годы системы с множеством несущих широко применяются в технологиях 4G, например в технологиях LTE. Также планируется их применение в будущих системах связи, поколения 5G [1]. Первым методом множества несущих, предложенным для когнитивных радиостанций, является OFDM (Orthogonal frequency division multi-

plexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов). С введением некоторой избыточности (в виде циклического префикса) OFDM дает потерю в спектральной эффективности, а также более высокую чувствительность к узкополосным помехам [2]. Чтобы преодолеть эти проблемы, для дальнейшего применения в системах связи будущих поколений разработана новая технология под названием FBMC (Filter Bank Multicarrier – гребенчатые фильтры с множеством несущих) [3]. К сожалению, эта технология мало исследована и описана в отечественной литературе, что препятствует её изучению. Между тем эта необходимость назрела, особенно в новых магистерских программах. Примером является дисциплина «Электромаг-

нитная совместимость систем связи» в магистерской программе «Электромагнитная совместимость радиоэлектронной аппаратуры» [4].

Цель работы – представить обзор технологии FBMC и результаты моделирования ряда её аспектов в программном обеспечении SystemVue и Matlab.

Впервые технология FBMC была упомянута в середине 1960 – 1970-х гг. в работах Чаанга и Зальтцберга, которые ввели технику множества несущих, за два десятилетия до внедрения и применения OFDM в системах беспроводной связи. Тем не менее FBMC считают усовершенствованием OFDM.

Основная идея FBMC состоит в том, что модулированный сигнал фильтруется на каждой поднесущей. Это дает новую степень свободы, которая может быть использована для оптимизации сигнала по отношению к различным характеристикам передачи. Общая структура FBMC модуляции / демодуляции реализуется с помощью быстрого преобразования Фурье (FFT) и полифазной фильтрации. На рис. 1 представлены структурные схемы передатчиков систем OFDM и FBMC [5].

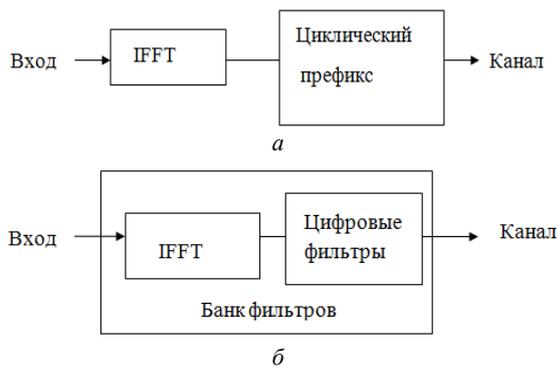


Рис. 1. Структурные схемы передатчиков систем OFDM (а) и FBMC (б)

В технологии FBMC нет циклического префикса, за счет чего и повышается спектральная эффективность. Кроме того, ортогональность требуется только для соседних подканалов, которая достигается за счет использования прототипа фильтра. В свою очередь, фильтр-прототип характеризуется перекрывающимся коэффициентом K , который представляет собой отношение длительности импульсной характеристики к периоду символа T с множеством несущих. Также K равен количеству символов, которые перекрываются во временной области. В общем случае K является числом частотных коэффициентов, которые вводятся между коэффициентами преобразования Фурье. По коэффициенту K также можно определить снижение внеполосного излучения [6].

Из-за перекрытия во временной области в вычислениях присутствует значительная избыточность. Эффективным способом её уменьшения является использование дополнительной обработки сигналов, а именно применение полифазной сети. На рис. 2 представлены блоки обработки широкополосного FBMC-сигнала [7].

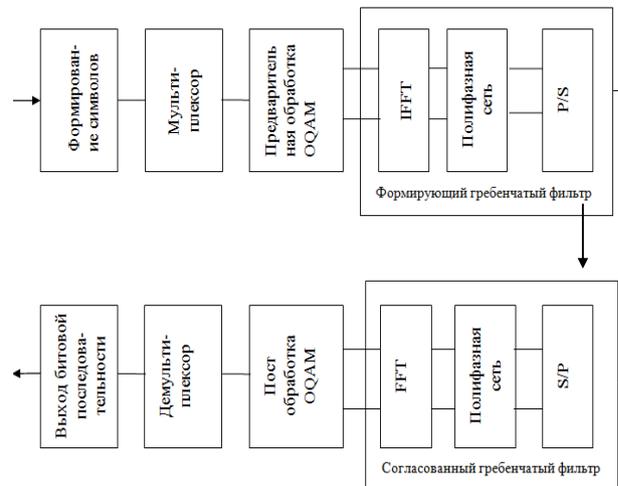


Рис. 2. Блоки обработки широкополосного FBMC-сигнала

В FBMC-системе любой вид модуляции может быть использован всякий раз в том случае, если подканалы отделены друг от друга. Например, если работают только подканалы с четными (нечетными) индексами, то никакие накладки не возникнут, и в этом случае может применяться QAM-модуляция. Однако для достижения полной скорости, все подканалы должны быть использованы в один временной интервал, поэтому необходима специальная модуляция, чтобы справиться с перекрытием соседних подканалов в частотной области. Для этого применяется модуляция OQAM (Offset Quadrature Amplitude Modulation – квадратурная амплитудная модуляция со смещением). Термин «смещение» отражает временной сдвиг на половину символа между действительной и мнимой частями комплексного символа [8].

Рассмотрим результаты формирования FBMC-сигнала в программном обеспечении SystemVue и Matlab. В версии SystemVue 2015.01 реализована библиотека по работе с алгоритмами и методами доступа систем 5G. В библиотеку 5G включены блоки технологии FBMC, в частности, блоки FBMC_Source, FBMC_Receiver. На рис. 3 представлена модель приемопередатчика FBMC. На рис. 4, а представлена спектральная плотность мощности сигналов OFDM и FBMC при $K = 4$ со значениями параметров из таблицы [9].

Коэффициенты фильтра-прототипа в частотной области

K	H_0	H_1	H_2	H_3
2	1	$\sqrt{2}/2$	–	–
3	1	0,911438	0,411438	–
4	1	0,971960	$\sqrt{2}/2$	0,235147

На рис. 5 представлены зависимости битовых ошибок от отношения сигнал/шум. Как видно из рис. 5, зависимость коэффициента ошибок для обоих случаев в модели совпадает. При этом отсутствие циклического префикса в FBMC даёт прирост в скорости, увеличивая спектральную эффективность данного метода. К тому же он снижает требования к

синхронизации, что упрощает реализацию всей системы в целом.

В программной среде Matlab сформирован FBMC-сигнал на основе OFDM/OQAM в соответствии с [10]. Комплексный сигнал QPSK делится на 2 части: четные и нечетные элементы. Каждая часть поступает на блок IFFT. Далее части поступают на

полифазный фильтр, сформированный в соответствии с рекомендацией из [9]. После фильтрации массив с четными элементами сдвигается относительно массива с нечетными на половину символа, после чего они суммируются. Спектр данного сигнала представлен на рис. 4, б, а импульсная характеристика фильтра – на рис. 6, а.

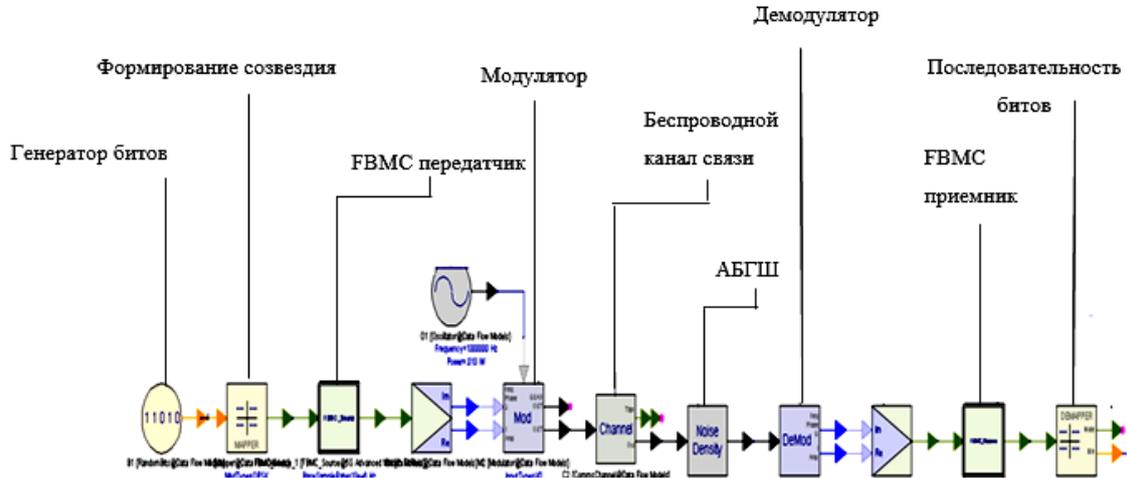


Рис. 3. Модель приемопередатчика FBMC

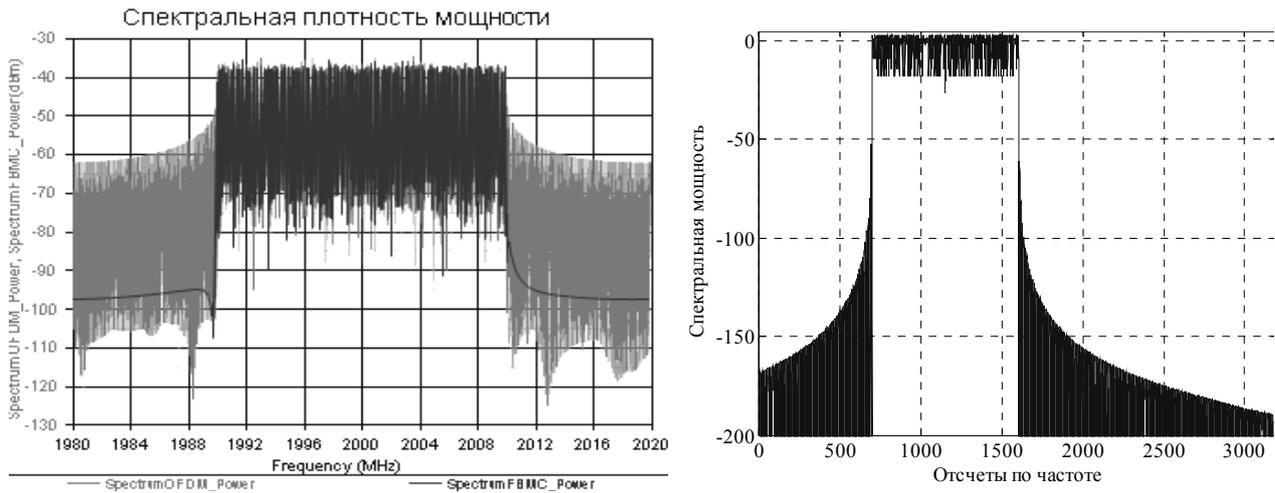


Рис. 4. Спектры сигналов OFDM (серый), FBMC (черный) при коэффициенте перекрытия $K = 4$ (а), и FBMC в среде Matlab (б)

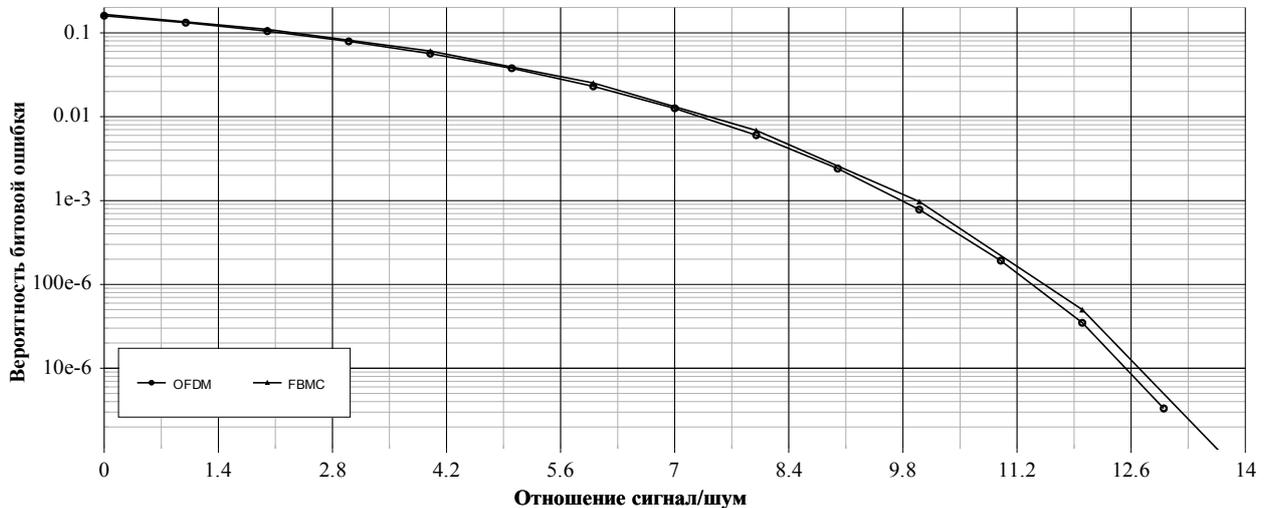


Рис. 5. Зависимости вероятности битовых ошибок от отношения сигнал / шум

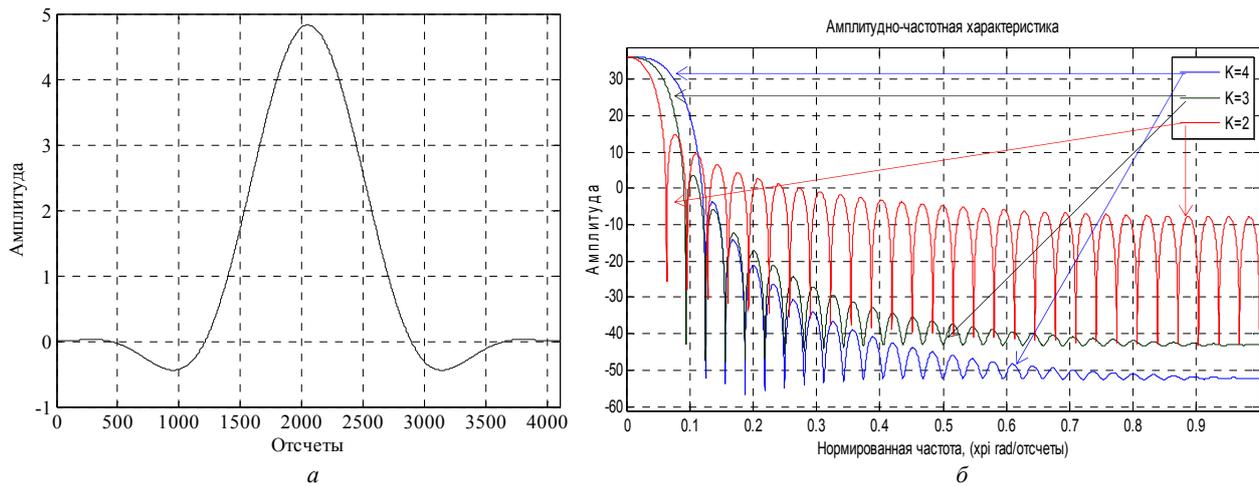


Рис. 6. Импульсная характеристика (а) и АЧХ (б) фильтра

В технологии FBMC применяется гребенчатая фильтрация: структура амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра представляет собой периодическое чередование пиков и провалов, визуально напоминающее расчёску/гребень. Полифазная реализация фильтра позволяет значительно снизить вычислительную сложность [10]. На рис. 6, б представлена АЧХ фильтра при различных коэффициентах перекрытия фильтра (K).

Для обеспечения эффективного использования имеющегося спектра и системных ресурсов радиointерфейс систем 5G будет обеспечивать большую функциональность по сравнению с современными системами. Поэтому FBMC рассматривается в качестве замены используемой ныне технологии OFDM.

Литература

1. 5G (пятое поколение мобильной связи) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.tadviser.ru/index.php/> (дата обращения: 04.04.2016).
2. Filter Bank Multicarrier (FBMC). A potential concept for 5G? [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nutaq.com/blog/filter-bank-multicarrier-fbmc-%E2%80%93-potential-concept-5g>

3. Слюсар В. Современные тренды радиорелейной связи. Modern trends of radio relay communication [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.tssonline.ru/articles2/Oborandteh/sovremennye-trendy-radioreleynoy-svyazi#sthash.TR7SWwsS.dpuf>

4. Газизов Т.Р. Магистерская программа ТУСУРа «Электромагнитная совместимость радиоэлектронной аппаратуры» / Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, М.Е. Комнатнов, В.К. Салов // Технологии ЭМС. – 2016. – № 1(56). – С. 24–33.
5. Schellmann M. et al. FBMC-based air interface for 5G mobile: Challenges and proposed solutions // Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM), 2014 9th International Conference on. – IEEE, 2014. – С. 102–107.
6. Сагиева И.Е., Ыканов Д., Абенов Р.Р. Моделирование FBMC в SYSTEMVUE // Междунар. науч.-техн. конф. студ. асп. и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2016». – Томск, 2016. – Ч. 1. – С. 270–273.
7. KEYSIGHT TECHNOLOGIES. Modeling 4G & 5G Systems in SystemVue, 2014.
8. 5G Now. Germany F.E.V.H.H.I., France A.C.E.A. 5G Waveform Candidate Selection. – 2014. – P. 62–65.
9. Bellanger M. et al. FBMC physical layer: a primer // PHYDYAS, January. – 2010.
10. FBMC physical layer – principle, Maurice Bellanger [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ict-phydyas.org>

УДК 621.391.825

М.А. Самойличенко, Т.Т. Газизов

Разложение сверхкороткого импульса в модальном фильтре с пассивным проводником в опорной плоскости

Рассматривается защита от сверхкоротких импульсов с помощью модальных фильтров. Предложено совершенствование модального фильтра с пассивным проводником в опорной плоскости. Получено оптимальное значение сопротивлений на концах рассматриваемой структуры, при котором импульсы имеют одинаковую амплитуду, являющуюся минимальной.

Ключевые слова: модальная фильтрация, кондуктивные помехи, сверхкороткий импульс.

Во все отрасли общества возрастающими темпами стали внедряться микроэлектроника, оборудо-

вание информационных технологий и средства радиосвязи, обладающие повышенной восприимчиво-

стью к электромагнитным помехам. Особо опасными представляются кондуктивные помехи, которые могут подаваться и проникать в аппаратуру по проводникам. В качестве источников электромагнитных помех наиболее опасны сверхкороткие импульсы (СКИ) [1], которые способны вывести аппаратуру из строя. Возникновение импульсных перенапряжений и помех, вызываемых электромагнитными воздействиями (грозовыми, коммутационными, радиочастотными и др.) на низковольтные сети, приводит не только к выводу из строя электроустановок, кабелей, распределительных щитов, но также и к повреждению оконечного оборудования и сбоям в его работе. Это связано, в первую очередь, с насыщенностью современных зданий и сооружений информацией, телекоммуникационной и другой цифровой техникой, имеющей низкий уровень защиты от импульсных перенапряжений и помех. Все это вызывает необходимость проведения соответствующих защитных мероприятий.

Опыт эксплуатации показывает, что без применения специальных защитных устройств (фильтров, устройств развязки, ограничителей помех, разрядных устройств и др.) невозможна эксплуатация устройств электропитания. Однако они обладают рядом недостатков: малая мощность, недостаточное быстродействие, паразитные параметры, дороговизна. Практика же требует простоты и дешевизны. Поэтому необходима разработка новых устройств защиты от СКИ. Предложена технология модальной фильтрации, дающая возможность защищать различное электронное оборудование от СКИ путем их разложения на импульсы меньшей амплитуды, за счет разной скорости распространения мод сигнала в связанной линии с неоднородным диэлектрическим заполнением [2, 3].

Существенными достоинствами модальных фильтров (МФ) являются небольшая масса, высокая надежность, радиационная стойкость, что делает перспективным их применение на разных структурных уровнях аппаратуры, например в виде кабелей [4], отдельных блоков, а также компонентов [5], в том числе печатных [6]. Ранее были исследованы однокаскадный МФ с лицевой связью, МФ на основе гибкого печатного кабеля, но у каждого из ранее созданных устройств есть свои недостатки. Поэтому актуален поиск новых конструкций МФ. Так, в ходе предварительных исследований предложено расположить пассивный проводник МФ в вырезе опорной плоскости. Данная структура рассмотрена в работе [7] и показано, что такой МФ имеет перспективы дальнейшего исследования, так как амплитуда импульса на его выходе в 3 раза меньше, чем на входе. Между тем можно предположить, что существуют значения сопротивлений на концах структуры, которые могут позволить получить меньшее значение амплитуды выходного сигнала. При двух связанных линиях такое оптимальное значение равно среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод. Однако в рассматриваемой структуре

это условие непосредственно неприменимо, поскольку в ней больше проводников.

Цель работы – поиск оптимального значения сопротивлений на концах структуры, при котором импульсы будут иметь одинаковую амплитуду, являющуюся минимальной амплитудой общего сигнала.

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 системе TALGAT [8]. 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 и t – ширина и толщина проводников соответственно; h – толщина диэлектрика; s – расстояние между проводниками). Использовались следующие значения параметров: $w = w_1 = 0,5$ мм, $s = 0,4$ мм, $h = 0,1$ мм, $t = 0,105$ мм [7]. Диэлектрический материал стеклотекстолит ($\epsilon_r = 5$) выбран из-за его широкого применения для печатных плат и дешевизны. 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 R_1 . На другом конце первый проводник линии соединен с R_4 . Значения сопротивлений R_1 , R_2 , R_4 , R_5 приняты одинаковыми и равными R , а для соединения крайних проводников – $R_3 = R_6 = 0,001$ Ом. Воздействующий импульс имеет форму трапеции с параметрами: амплитуда – 5 В, время нарастания, спада и плоской вершины – 150 пс.

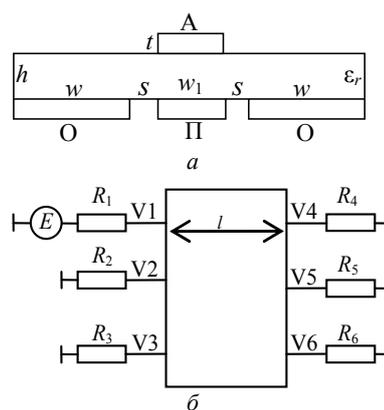


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и схема включения (б). Проводники: О – опорный, П – пассивный, А – активный

На рис. 2 для нескольких значений сопротивлений приведены формы сигналов в начале и конце МФ. Из рис. 2, а следует, что для $R = 100$ Ом амплитуда первого импульса равна 0,4161 В, а второго – 0,2569 В. Из рис. 2, б следует, что для $R = 59$ Ом

амплитуда первого импульса равна 0,3333 Ом, а второго – 0,3538 Ом. Видно, что с уменьшением R амплитуда первого импульса уменьшается, а второго увеличивается. Значит, существует оптимальное значение R , при котором импульсы имеют одинако-

вую амплитуду, являющуюся минимальной амплитудой общего сигнала. Из рис. 2, в видно, что при $R=61$ Ом выполняется разложение исходного сигнала на два импульса одинаковой и минимальной амплитуды, равной 0,34 В.

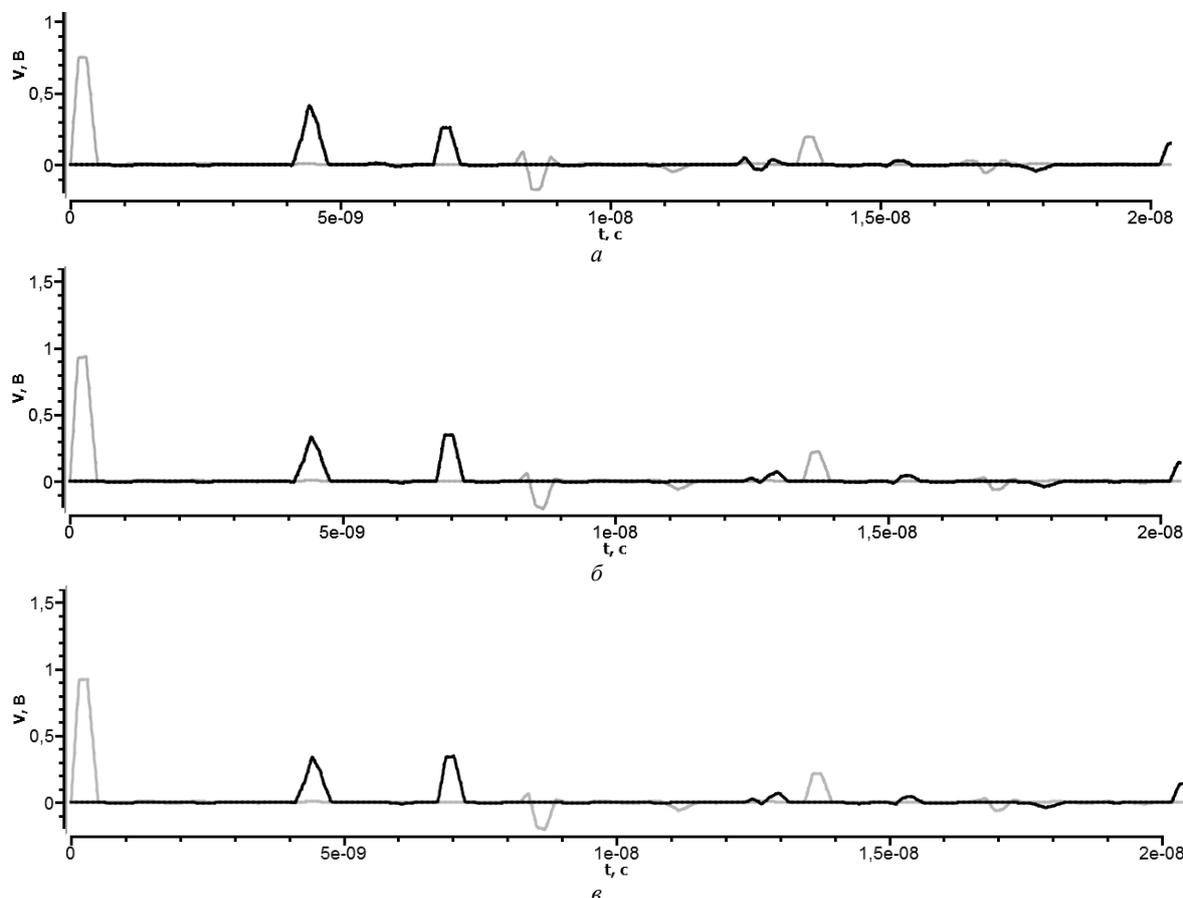


Рис. 2. Формы сигнала в начале (серый) и конце (черный) активного проводника при $R = 100$ (а), 59 (б), 61 (в)

Таким образом, показано уменьшение амплитуды сигнала на выходе рассматриваемого МФ за счет выбора сопротивления равным 61 Ом.

Моделирование выполнено за счет гранта РФФИ № 14-19-01232 в ТУСУРе, а оптимизация при поддержке гранта РФФИ № 14-29-09254.

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.
- 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
- Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 152 с.
- Gazizov T.R. New approach to EMC protection / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proc. of the 18-th Int. Zurich Symposium on EMC. Germany, Munich. September 24–28, 2007. – P. 273–276
- Самойличенко М.А. Моделирование модального фильтра с пассивным проводником в опорной плоскости / М.А. Самойличенко, Т.Т. Газизов // Междунар. науч.-техн. конф. студ., асп. и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2016». – Томск, 2016. – С. 325–327.
- Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 2 (36). – С. 45–50.

А.А. Собко, М.Е. Комнатнов

Усовершенствование платы управления терморегулятором климатической экранированной камеры

Рассматривается разработка терморегулятора климатической экранированной камеры. Расширены возможности работы терморегулятора и добавлена возможность максимального использования ресурсов каждого микроконтроллера. Приведены структурная схема и печатная плата модифицированного терморегулятора с добавлением новых функций управления терморегулятором.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, климатическая экранированная камера, терморегулятор, ПИД-регулятор, элементы Пельтье.

Работа интегральной схемы на пределе рабочего температурного диапазона повышает риск отказа функционального узла или блока аппаратуры. Поэтому необходимо исследовать компонентную базу на стадии проектирования устройства, а его моделирование выполнять, используя современные математические модели компонентов, учитывая условия их эксплуатации в полях мощного теплового и электромагнитного излучений, что является актуальной задачей на сегодня [1].

В работе [2] представлен облик климатической экранированной камеры, предназначенной для испытания электронной компонентной базы на электромагнитную совместимость с одновременным контролируемым воздействием климатических условий окружающей среды. В основе идеи создания камеры лежит интеграция в неё ТЕМ-камеры. Контроль за температурой и точечный нагрев или охлаждение стенок ТЕМ-камеры обеспечиваются внешней системой контроля температуры, в состав которой входит терморегулятор. Как правило, терморегуляторы содержат микроконтроллер (МК) с программной реализацией пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) регулятора, температурный датчик (ТД) и термоэлектрический модуль – элемент Пельтье (ЭП), посредством которого поддерживается необходимая температура внешних стенок корпуса ТЕМ-камеры. При помощи подобных систем возможно обеспечить высокую точность поддержания температуры [3].

Лабораторный макет терморегулятора климатической экранированной камеры, предназначенный для контроля и удержания температуры, состоит из платы управления (ПУ), испытательного стола и узла управления ЭП [4]. Управление ЭП осуществляется через узел управления сигналами с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), формируемыми ПУ. Однако данный узел имеет недостатки. Так, отсутствует функция изменения режима его работы с нагрева на охлаждение и, наоборот, без механических манипуляций. При помощи реализованной схемы Н-моста [5] эти недостатки были устранены. Однако для контроля температуры ТЕМ-камеры необходимо управление большим количеством ЭП, в связи с чем возникла необходимость в создании ПУ с возможностью управления большим количеством

ЭП, ввода/вывода данных непосредственно с ПУ и управления работой терморегулятора с персонального компьютера. В работе [6] приведены результаты разработки устройства терморегулятора с программной реализацией ПИД-регулятора и показана возможность управления большим количеством ЭП и достижения температур от +2 до +125 °С.

Снижение нагрузки на источник питания при поддержании температуры поверхности ТЕМ-камеры осуществляется программно с помощью многофазного ШИМ-регулятора [7]. Его использование накладывает дополнительные требования к терморегулятору, такие как малая инерционность и высокая вычислительная способность. В подобных системах существуют критические функции, которые должны выполняться с более высоким приоритетом по отношению к остальным, например расчет параметров ШИМ-сигнала. Подобные задачи решаются за счет использования в МК операционной системы реального времени [8]. Вследствие вышеописанных факторов актуально дальнейшее совершенствование ПУ.

Цель работы – совершенствование существующей платы управления терморегулятором с возможностью реализации многофазного ШИМ-сигнала под операционной системой реального времени.

На рис. 1 приведена усовершенствованная структурная схема терморегулятора, состоящая из ПУ и элементов Пельтье (ЭП), размещенных на ТЕМ-камере, и температурных датчиков (ТД). Управление ЭП осуществляется через Н-мосты ШИМ-сигналами, формируемыми ПУ, состоящей из ведущего и трех ведомых МК (ATMega2560), каждый из которых имеет по 15 выводов аппаратного ШИМ-сигнала. Помимо четырех МК, отвечающих за температурный контроль, на ПУ присутствует МК, управляющий шаговыми двигателями двери камеры. Также на ПУ имеется буфер HEF4049 для инвертирования токов протекания через каждый ЭП в зависимости от режима работы камеры (нагрев, охлаждение). Информация о текущем состоянии терморегулятора отображается на жидкокристаллическом индикаторе (ЖКИ). Контроль температуры на поверхности ТЕМ-камеры и ПУ осуществляется цифровыми ТД (MAX31725).

Для эффективного контроля температуры поверхности ТЕМ-камеры необходимо использование

большого количества ЭП. Добавление четвёртого МК позволяет управлять до 60 ЭП с возможностью контроля и управления каждой стороны ТЕМ-камеры одним МК, что оптимизируется посредством управления многофазным ШИМ-сигналом. Внутренняя связь между ведущим и ведомыми МК организована по интерфейсу SPI, который также используется для отладки и загрузки программного обеспечения в МК.

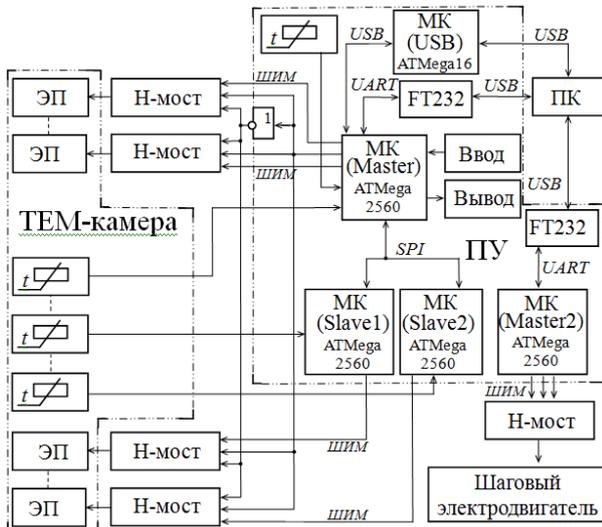


Рис. 1. Структурная схема терморегулятора

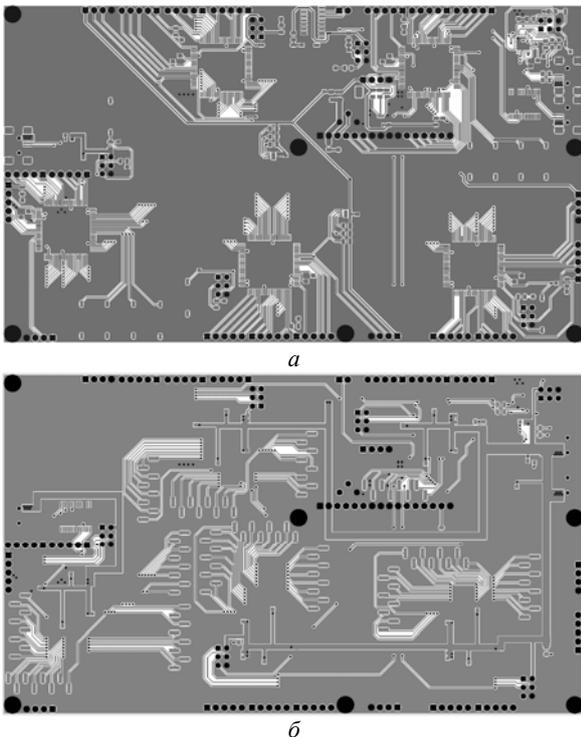


Рис. 2. Топология модифицированной печатной платы управления на верхнем (а) и нижнем (б) слоях

Для связи с ПК по шине данных USB в ПУ имеется конвертер USB-UART (FT232). Однако при этом не поддерживается работа платы терморегулятора в разных режимах, например HID-устройства

(Human Interface Device) или виртуального COM-порта. Поддержку данных режимов можно обеспечить с помощью добавления МК ATmega16U2-MU, который повышает масштабируемость и гибкость системных ресурсов платы терморегулятора.

Управление дверью камеры осуществляется при помощи отдельных кнопок и МК. Оптимизация топологии проводников и расположения электронной компонентной базы на ПУ (рис. 2) позволила скомпоновать отдельные узлы и минимизировать длины межсоединений. Управление терморегулятором осуществляется при помощи кнопок, с помощью которых осуществляется навигация по пунктам меню, выбор режима работы, ввод нового уровня температуры терморегулятора.

Таким образом, усовершенствована плата управления терморегулятором климатической экранированной камеры, что позволило расширить возможности его работы, а также оптимизировать ресурсы МК.

Работа выполнена в рамках государственного задания № 8.1802.2014/К Министерства образования и науки Российской Федерации.

Литература

1. Комнатнов М.Е. Обоснование целесообразности проведения совместного испытания на электромагнитные и температурные воздействия бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата // Молодежь. Техника. Космос: сб. тр. VI ОМНТК. – СПб.: БГТУ, 2014. – С. 46–48.
2. Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. Камера для совместных климатических и электромагнитных испытаний электронных компонентов // Техника радиосвязи. – 2014. – Т. 23, № 3. – С. 84–91.
3. Jun-hong Y., Xi-yan B. High-precision temperature control system based on PID algorithm // Int. Conf. on Computer Application and System Modeling (ICCSM 2010). – 2010. – Vol. 12. – P. 568–571.
4. Собко А.А., Комнатнов М.Е. Терморегулятор для климатической экранированной камеры // Матер. докл. Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск. – 2015. – С. 59–62.
5. Собко А.А., Комнатнов М.Е., Осинцев А.В., Демаков А.В. Н-мост на мощных полевых транзисторах, управляемый одним ШИМ-сигналом // Междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф. «Современные технологии в науке и образовании» (СТНО–2016). – Рязань. – 2–4 марта 2016: Рязан. гос. радиотех. ун-т, 2016. – Т. 1. – С. 15–17.
6. Комнатнов М.Е., Собко А.А., Осинцев А.В. Плата управления терморегулятором климатической экранированной ТЕМ-камеры // Междунар. науч.-техн. конф. студ., асп. и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2016». – Томск: В-Спектр, 2016. – С. 314–317.
7. Осинцев А.В., Комнатнов М.Е., Собко А.А., Демаков А.В. Пятифазная широтно-импульсная модуляция терморегулятора // Междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф. «Современные технологии в науке и образовании» (СТНО–2016), 2–4 марта 2016. – Рязань: Рязан. гос. радиотех. ун-т, 2016. – Т. 1. – С. 27–30.
8. Osintsev A.V., Sobko A.A., Komnatnov M.E. Software under control of a real-time operating system for environmental shielded TEM-chamber // Int. Conf. on Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM2016). – 2016. – Vol. 17. – P. 159–163.

А.В. Осинцев, М.Е. Комнатнов

Разработка кроссплатформенной библиотеки для прецизионного цифрового датчика MAX31725

Разработана библиотека для совместной работы прецизионного цифрового датчика температуры MAX31725 по интерфейсу I²C с микроконтроллерами ATmega, ARM11 и ARMV7M, применяемых в отечественных микроконтроллерах семейства 1986BE9x компании «Миландр». Приведены алгоритм, прототипы функций и принцип работы библиотеки. Выполнено тестирование библиотеки на микроконтроллерах ATmega328P, ATmega2560, Raspberry Pi и 1986BE91T. Библиотека будет использована при создании климатической экранированной камеры для испытаний на электромагнитную совместимость.

Ключевые слова: Миландр 1986BE9x, AVR, ARM, микроконтроллер, прецизионный цифровой датчик, библиотека, MAX31725.

В настоящее время на рынке электронной компонентной базы (ЭКБ) имеется большое разнообразие зарубежной продукции. Особого внимания заслуживают высокоточные и быстродействующие устройства с минимальными массогабаритными показателями. Разработка программных библиотек для сопряжения подобных устройств (датчики температуры, влажности, давления и т.д.) с отечественными микроконтроллерами (МК) остается актуальной задачей в связи с программой по импортозамещению [1]. Прецизионные цифровые датчики температуры MAX31725 и MAX31726, способные выполнять измерения в диапазоне температур от $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$ и разработанные компанией Maxim Integrated, выпускаются в миниатюрном ($3\times 3\text{ мм}^2$) исполнении [2]. Встроенные сигма-дельта АЦП с разрешением 16 бит и интерфейс I²C [3] позволяют использовать стандартные команды обмена данными с размещением до 32 датчиков на одной шине. Типовая схема включения датчика температуры MAX31725 по интерфейсу I²C приведена на рис. 1. Адрес каждого датчика может быть задан выводами A0, A1, A2, SDA, SCL [4].

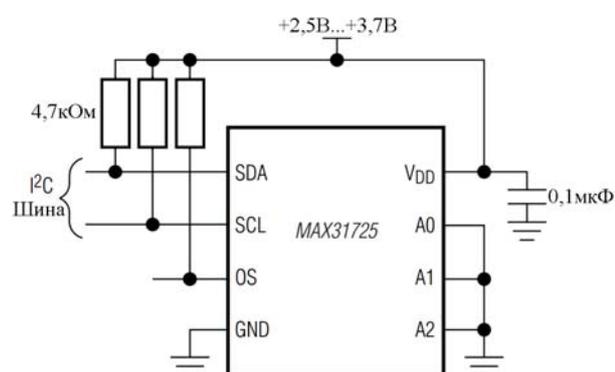


Рис. 1. Схема включения датчика MAX31725 [2]

Реализация таких библиотечных функций, как поиск датчиков, обращение к группе датчиков, чтение данных с датчиков температуры в определенном порядке, обработка ошибок, изменение конфигурации датчика для выбора альтернативного режима работы, позволит сократить время разработки про-

граммного обеспечения (ПО), количество ошибок и тем самым разрабатывать оптимизированный код под разные архитектуры (AVR, ARM11, ARMV7M). Поэтому расширение функционала библиотеки и включение в неё функций для поддержки МК других производителей является актуальной задачей. Её решение позволит разрабатывать ПО как для отечественных, так и для зарубежных МК и использовать его при создании новых отечественных разработок.

Цель работы – разработка кроссплатформенной библиотеки для прецизионного цифрового датчика температуры MAX31725, поддерживающей архитектуры отечественных и зарубежных микроконтроллеров.

В датчике температуры MAX31725 предусмотрено 2 формата отображения данных: «стандартный» и «расширенный». Первый позволяет получать данные о температуре с периодом 44 мс и точностью $0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ в диапазоне температур от -50 до $+127\text{ }^{\circ}\text{C}$. При использовании расширенного режима измерения можно проводить от -50 до $+191,996\text{ }^{\circ}\text{C}$. Однако в 2 раза возрастает время считывания температуры датчиком и усложняется алгоритм вычисления температуры, что отражается на производительности МК. Настройка режима работы датчика осуществляется записью данных в регистр конфигурации [2]. Обращение к датчикам температуры происходит следующим образом: отправка адреса устройства 7 и 1 бит операции (0 чтение, 1 запись), затем посылается сигнал «стоп», повторный старт с адресом устройства и чтение данных с датчика температуры.

На рис. 2 приведен разработанный алгоритм работы библиотеки с использованием функций, сведенных в табл. 1. Инициализация интерфейса I²C происходит в момент первичной инициализации систем МК. В случае успешной инициализации выполняется опрос датчиков, подключенных к шине I²C согласно указанным адресам. Если данные с датчика не получены, то вызывается функция обработки ошибок. После того как все датчики инициализированы, выполняется операция чтения/записи данных из/в датчик температуры. Основным преимуществом разработанной библиотеки является независимость программного кода от конечной ар-

хитектуры МК. При этом функции работы с датчиком температуры являются идентичными для всех поддерживаемых МК.

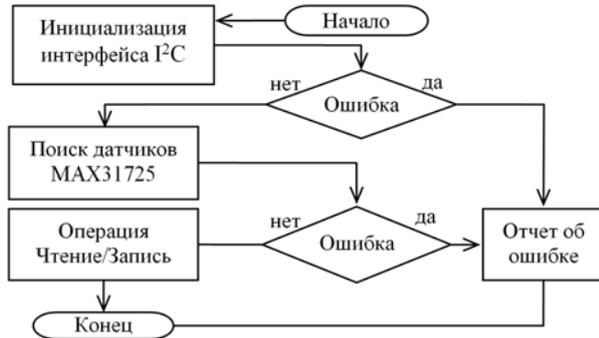


Рис. 2. Алгоритм работы библиотеки датчика MAX31725

Обращение функций (табл. 1) библиотеки к регистрам интерфейса I²C конечного МК (табл. 2) происходит посредством аппаратно зависимого кода.

Таблица 1

Функции библиотеки

Функция	Описание
Void init()	Инициализация интерфейса
Char scanBus()	Поиск датчиков
Void confTemp(char, byte)	Изменения конфигурации
Float readTemp(addr, data)	Чтение показаний температуры
Int testTemp()	Опрос датчиков на шине I ² C
Void writeTemp(addr, data)	Отправка данных
Void tempError(addr, msg)	Обработка ошибок

Обеспечение поддержки МК другого семейства в разработанной библиотеке происходит при помощи добавления аппаратно зависимых функций работы с регистрами блока I²C и блока конфигурации конечного МК, например: ATtiny, PIC, MSP и др. Это позволяет разрабатывать кроссплатформенный программный код для различных архитектур МК. При этом структура библиотеки не претерпевает изменений (рис. 3). В библиотеке также предусмотрены варианты объединения датчиков температуры в группы для организации различных режимов работы (стандартный, расширенный).

Опрос датчиков может быть выполнен как последовательно, так и в установленном порядке, например в зависимости от конечного расположения датчиков температуры. Для повышения точности измерений датчиков температуры использованы алгоритмы калибровки и корректировки. Так, за счет использования метода компенсации погрешностей достигается существенное повышение точности измерений, которое не всегда возможно достичь при помощи схемотехнических решений.

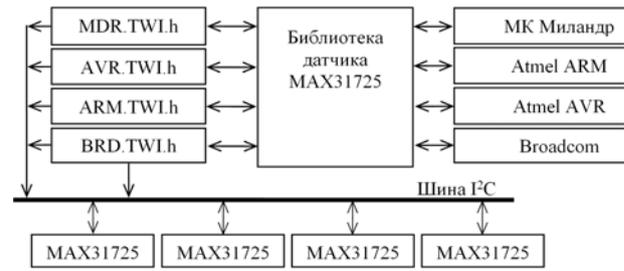


Рис. 3. Структура библиотеки датчика MAX31725

В результате разработана кроссплатформенная библиотека для работы с датчиком температуры MAX31725, поддерживающая отечественные МК компании «Миландр» 1986BE9x [5], а также зарубежные МК-архитектуры: AVR, ARM11, ARMV7M. Для тестирования работы библиотеки разработано специальное ПО на языках Си и Python, с помощью которого проверена корректность её работы на платформах Arduino UNO, Raspberry Pi и отладочном комплекте 1986BE91T фирмы «Миландр». ПО протестировано на семействе 8-разрядных МК ATmega2560 [6] и 32-разрядных Broadcom BCM2835 [7] семейства ARM Cortex-A11, а также МК Миландр серии 1986BE9x. Следует отметить, что на всех использованных платах находятся различные архитектуры МК AVR и ARM. Проведенные тесты показали, что разработанная библиотека содержит достаточный функционал для корректной работы с датчиками MAX31725, а именно: поиск датчиков, чтение данных температуры, конфигурирование датчика для изменения режима работы (формата данных).

Таблица 2

Регистры интерфейса I²C

Описание	Миландр 1986BE91T	AVR ATmega	ARM Cortex-A11
Регистр скорости передачи данных	PRL, PRH	TWBR (TWI Bit Rate Register)	TWI_CWGR
Регистр данных	I2C_TXD	TWDR (TWI Data Register)	TWI_THR
Регистр адреса	I2C_TXD	TWAR (TWI Address Register)	TWI_MMR
Статусный регистр	I2C_STA	TWSR (TWI Status Register)	TWI_SR
Регистр управления	I2C_CMD	TWCR (TWI Control Register)	TWI_CR
Регистр временного хранения информации приема	I2C_RXD	–	TWI_RHR
Регистр временного хранения информации передачи	I2C_TXD	–	TWI_THR
Регистр режима ведущего	–	–	TWI_MMR
Регистр внутреннего адреса TWI	–	–	TWI_IADR

Таким образом, разработаны алгоритмы и функции библиотеки для работы с датчиком температуры MAX31725. Они будут использованы в климатической экранированной камере для испытаний на ЭМС [8, 9].

Работа выполнена в рамках государственного задания № 8.1802.2014/К Министерства образования и науки Российской Федерации.

Литература

1. Постановление Правительства Российской Федерации от 24 декабря 2013 года № 1224 «Об установлении запрета и ограничении на допуск товаров, происходящих из иностранных государств, работ (услуг), выполняемых (оказываемых) иностранными лицами, для целей осуществления закупок товаров, работ (услуг) для нужд обороны страны и безопасности государства».

2. MAX31725 / MAX31726 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ Local Temperature Sensors [Электронный ресурс]. – URL: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX31725-MAX31726.pdf> (дата обращения: 5.02.2016).

3. The I2C-bus and how to use it (including specifications). [Электронный ресурс]. – URL: http://www.i2c-bus.org/fileadmin/ftp/i2c_bus_specification_1995.pdf (дата обращения: 5.02.2016).

4. Осинцев А.В. Система сбора и обработки данных климатической экранированной ТЕМ-камеры / А.В. Осинцев, А.А. Собко, М.Е. Комнатнов // XIX Всерос. науч.-техн. конф. молодых ученых и студентов с международным участием «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск, 2015.

5. Микросхема 32-разрядного однокристалльного микроЭВМ с памятью Flash-типа 1986BE9ху, K1986BE9ху, K1986BE9хуK K1986BE92QI, K1986BE92QC, 1986BE91H4, K1986BE91H4, 1986BE94H4, K1986BE94H4. [Электронный ресурс]. URL: http://milandr.ru/uploads/Products/product_80/1986BE9X.pdf (дата обращения: 10.01.2016).

6. Atmel ATmega640/V-1280/V-1281/V-2560/V-2561/V. [Электронный ресурс]. – URL: http://www.atmel.com/images/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281-2560-2561_datasheet.pdf (дата обращения: 5.09.2016).

7. Broadcom BCM2835 ARM Peripherals [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.raspberrypi.org/wp-content/uploads/2012/02/BCM2835-ARM-Peripherals.pdf> (дата обращения: 5.09.2016).

8. Комнатнов М.Е. О совместных климатических и электромагнитных испытаниях / М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 4. – С. 39–45.

9. Патент РФ на изобретение № 2558706. Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р. Климатическая экранированная камера. Заявка № 2014103639. Приоритет изобретения 3.02.2014.

СОДЕРЖАНИЕ

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Председатель секции – Шарыгин Герман Сергеевич, д.т.н., профессор каф. РТС

Н.А. Куковьякина, Д.В. Царегородцев Модель движения конечностей человека для радиотехнической системы трекинга.....	5
Т. Абдирасул уулу, Е.В. Алексеев, Д.Н. Данилов, Г.Г. Жук, А.В. Убайчин, Е.К. Тимофеева Супергетеродинамный приемник микроволновой радиометрической системы.....	7
М.М. Абулкасымов, А.С. Шостак Оценка возможности дистанционного обнаружения обледенения летательных аппаратов радиолокационным методом	10
В.А. Кологривов, А.А. Чаплыгина Многоканальная PSK-радиосвязь при неортогональном разнесении несущих.....	12
А.Е. Ефремова, А.В. Парацинец, В.В. Терешков Проектирование блока коммутации сигналов 96, 125 МГц.....	15
В.И. Петренко, А.А. Гнитько, Ю.В. Кузьминов Разработка предложений по повышению помехоустойчивости систем подвижной радиосвязи с кодовым разделением абонентов.....	20
И.В. Рябов, А.А. Лебедева Автоматизированный программно-аппаратный комплекс для исследования метеорных следов	22
А.М. Мукашев, А.В. Бойченко, Р.В. Губарева, С.И. Абрамчук Автоматизированная система учета потребляемой тепловой энергии.....	25
В.А. Кологривов, Д.Н. Олчейбен Повышение спектральной эффективности цифровых систем с мультиплексированием частотных каналов	28
А.В. Парацинец, А.Е. Ефремова, В.В. Терешков Проектирование СВЧ-блока коммутации сигналов 6,4–6,9 ГГц.....	31
В.А. Рыжов, А.В. Смулов Полезные модели активных цепей на основе свойств инвариантности схемных функций	35
П.Я. Ширяев, А.С. Бернгардт Дидактический модуль «декодер Витерби».....	38
Д.Б. Шмаков Комплексная оценка качества услуг сотовой связи в Томске	40
Н.В. Собко, Г.Н. Якушевич Синтезатор частот терминалов мобильной связи	43
А.В. Соснин, С.А. Артищев Моделирование отклика нелинейной неоднородности на импульсный сигнал в коаксиальном тракте.....	47
В.И. Петренко, Н.Ю. Свистунов, И.В. Стручков Принципы построения арифметических устройств в конечных полях	50
А.А. Залевский, Е.В. Рогожников Влияние временной синхронизации на вероятность битовой ошибки в системе связи с QAM-модуляцией	51
Г.Г. Жук, Т. Абдирасул уулу, Е.В. Алексеев, Д.Н. Данилов, Е.К. Помишин, А.В. Убайчин Варианты аппаратной части коммуникационной системы на основе шумовых радиосигналов тепловой природы.....	54
А.С. Вершинин, Ю.О. Мякочин Аппаратная реализация гетерогенного PLC RF-модема для автоматизированных систем контроля и учета энергоресурсов	56
В.И. Петренко, А.В. Сидорчук Исследование мультифрактальности временного ряда производительности вычислительного процессора на основе многомасштабной диаграммы	59
Д.М. Орлов, А.С. Кудряшов Линия спутниковой связи «вниз» на базе Systemview (Systemvue).....	60

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*

М.В. Черкашин, А.С. Сальников Дифференциальный усилитель промежуточной частоты на основе SiGe BiCMOS-технологии.....	63
И.М. Добуш, А.А. Кокотов, Ф.И. Шеерман, А.С. Сальников, М.Л. Шевляков, Р.К. Собянин, Л.И. Бабак Разработка монолитных интегральных схем смесителя и цифрового аттенюатора L-, S- и C-диапазонов на основе SiGe-технологии.....	65
А.Е. Горяинов, И.М. Добуш, А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, Д.А. Жабин Автоматизированное проектирование двухкаскадного буферного усилителя диапазона 1–5 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS-технологии	68
А.С. Сальников, Д.В. Гарайс, А.А. Калентьев, А.Е. Горяинов, Ф.И. Шеерман, И.М. Добуш, Ю.А. Светличный Разработка программно-аппаратного стенда для управления СВЧ МИС цифрового аттенюатора при зондовых измерениях	70
О.Н. Минин, Н.А. Торхов, В.А. Новиков, Л.И. Бабак Физическое моделирование и расчет тепловых параметров гетероструктурного транзистора на основе GaN/AlGaN с учетом процессов токопереноса.....	72

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

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

С.В. Харитонов, В.Н. Давыдов, Н.Э. Лугина Флуктуационные свойства поликристаллического n-CdSe при корпускулярно-полевым воздействии	76
Е.В. Ерофеев, И.В. Федин Разработка мощных транзисторов на основе эпитаксиальных гетероструктур нитрида галлия, работающих в режиме обогащения.....	80
И.В. Пилипец Математическое моделирование параметров варикапов с обратным градиентом примеси.....	83
В.С. Солдаткин, К.Н. Афонин, В.С. Каменкова Светодиодная лампа для низковольтных сетей	86
М.И. Воротников, Н.И. Зудова, Ю.С. Жидик, Е.В. Жидик Исследование диэлектрических и электропроводящих свойств аморфных пленок ИТО	88
Е.И. Зайцева, Е.О. Ипатова Измерение параметров пленки SiO ₂ методом спектральной эллипсометрии	89

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*

В.В. Фисанов Неоднородные плоские электромагнитные волны в прозрачной изотропной среде.....	92
К.В. Петровнин, Р.Р. Латыпов, А.С. Белов Разработка антенной системы на планарных элементах типа Яги–Уда и микрополосковом делителе	95
Г.Г. Гошин, Н.В. Каргаполова Ближнеполевые измерения диаграммы направленности пирамидальной рупорной антенны	97
П.Д. Куроптев, В.В. Левяков, А.В. Фатеев Исследование рупорной секции широкополосной рупорной антенны диапазона 0,8–50 ГГц.....	101

С.А. Подлиннов, А.Ю. Попков, А.В. Фатеев Направленный ответитель с неоднородным диэлектрическим заполнением	104
С.М. Стручков, А.Н. Сычев Проблематика моделирования связанных микрополосковых линий передачи	107
Р.Р. Вишняков Разработка приемной антенны бортовой аппаратуры командно-телеметрической радиолинии космического аппарата	110
Д.А. Булычев, В.В. Левяков, А.В. Фатеев, А.Ф. Юнчис Измерение коэффициента отражения от радиопоглощающего материала	113

Секция 6

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

Председатель секции – Шандаров Станислав Михайлович, д.ф.-м.н., профессор, зав. каф. ЭП

А.Д. Безпальный, А.О. Верхотуров, В.М. Шандаров Лазерное индуцирование волноводных и дифракционных элементов в кристалле ниобата лития с фоторефрактивной поверхностью	116
А.Н. Бурьянова Исследование амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик оптического узла	118
К.В. Короткова, М.А. Романова, С.В. Смирнов Температурная зависимость мощности излучения и цветовой температуры полупроводниковых источников света	120
О.В. Незнанова, А.О. Семкин, С.Н. Шарангович Голографическое формирование фазово-неоднородных поляризованных дифракционных структур в ФПМ-ЖК	123
И.А. Трушников, П.К. Сафронова, А.В. Инюшов, А. Саркыт, В.М. Шандаров Формирование фотонных структур в кристалле ниобата лития бесселеподобными световыми пучками ..	126
К.В. Волченко, С.А. Кругляков, А.О. Семкин Программно-аппаратный комплекс для моделирования, формирования и считывания голографических дифракционных ФПМ-ЖК-структур	128
Е.А. Дмитриев, Е.А. Березина, В.А. Крадько, С.Б. Козлов, В.Ю. Рябченко, А.С. Перин Деструкция волновода, сформированного оптическим методом с вкладом пироэлектрического эффекта, под действием лазерного излучения	131
А.В. Марцева, Е.Е. Абдирали, М.Г. Кистенева, Е.С. Худякова, С.М. Шандаров, А.А. Колегов Спектральные зависимости оптического пропускания эпитаксиальных структур GaN/InGaN, выращенных на сапфировой подложке	133

Секция 7

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*

Д.Б. Бородин, С.С. Тюнин, В.А. Кабиров, В.Д. Семёнов Исследование статических и динамических характеристик драйвера нижнего транзисторного ключа с повышением логического уровня управляющего сигнала	136
Д.А. Корольский Методы повышения надежности источников питания светодиодных светильников	139
П.А. Стрельников, В.Д. Семенов Индуктор аппаратного комплекса для удаления покрытий с металлических поверхностей	143
С.С. Тюнин, Д.Б. Бородин, В.А. Кабиров, В.Д. Семенов Драйвер нижнего ключа с повышением логического уровня управляющего сигнала	146

Секция 8**ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА***Председатель секции – Окс Ефим Михайлович, д.т.н., профессор, зав. каф. физики*

А.П. Андрейчик, А.В. Казаков, А.В. Медовник Исследование квазинепрерывного дугового разряда форвакуумного плазменного источника электронов.....	151
И.Ю. Бакеев, А.А. Зенин, А.В. Тюньков, А.С. Климов Состав газовой атмосферы при взаимодействии электронного пучка с порошком оксида алюминия в форвакуумной области давлений	154
А.В. Казаков, А.В. Медовник, А.С. Смаилов Исследование оптического излучения при пробое ускоряющего промежутка импульсного широкоапертурного плазменного источника электронов в форвакуумном диапазоне давлений.....	157
А.С. Климов, А.А. Зенин, А.А. Кузнецов, Ю.Г. Юшков Особенности электронно-лучевого испарения керамики на основе оксида алюминия в форвакуумной области давлений	160
А.А. Зенин, Ч.А. Кужугет, А.С. Климов Электронно-лучевая обработка боросиликатных стекол форвакуумным плазменным источником электронов.....	163

Секция 9**БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА***Председатель секции – Мещеряков Роман Валерьевич, д.т.н., профессор, зав. каф. БИС, проректор по научной работе и инновациям ТУСУР*

Д.И. Игнатьева, А.В. Пятков, Е.Ю. Костюченко Изменения в спектрограммах КЛП и на изображениях автокорреляции у фонем [т] и [т ^с].....	166
А.В. Пятков, Д.И. Игнатьева, Е.Ю. Костюченко Изменения на спектрограммах Фурье при произнесении фонем [т] и [т ^с] при речевой реабилитации	168
А.В. Анищенко, Е.А. Сидоров, Н.М. Федотов Устройство для индукционного нагрева ферромагнитных имплантатов.....	171
Д.И. Игнатьева, А.В. Пятков, Е.Ю. Костюченко Изменения при произнесении фонем [к] и [к ^с] на спектрограммах КЛП и изображениях автокорреляции.....	173
Л.И. Лисицына, Л.Г. Навроцкий, А.А. Блохин, Т.М. Старовойтова, С.В. Белавская, Н.С. Чиркова, А.М. Фатеев, А.Е. Камардин Устройства для бесконтактной локализации биологически активных точек и точек соответствия и исследования процессов, происходящих при этой процедуре	176

Секция 10**ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА***Председатель секции – Задорин Анатолий Семёнович, д.ф.-м.н., профессор, зав. каф. РЗИ*

А.С. Задорин Оценка скорости интерференционного контроля tb-кубитов в системах квантового распределения ключа.....	179
А.В. Горевой, А.А. Лукина Реализация четырехпортового направленного фильтра с бегущей волной типа «шепчущей галереи».....	182
М.В. Заякин, М.В. Зинченко, А.В. Максимов, В.А. Тихонов Восстановление контура по интерференционной картине	184
Б.И. Авдоченко, Г.Ф. Карлова, А.М. Цырендоржиева Тонкоплёночный датчик слабых магнитных полей	186
О.Ф. Цуверкалова, М.Н. Галанова, И.Н. Кунянькин, Д.А. Меркулов Статистический анализ состояния технологических систем АЭС.....	188

Секция 11

ОРГАНИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – *Туев Василий Иванович*, д.т.н., зав. каф. РЭТЭМ

С.П. Шкарупо, А.Ю. Олисовец Способ измерения импеданса химических источников тока	192
А.Е. Здрок, А.М. Аллануров, С.А. Артищев, Е.С. Пушкарева, А.Г. Лоцилов Исследование возможностей управления формой капли жидкости в системе ультразвукового капиллярного дозирования	193
В.И. Туев, А.П. Шкарупо, О.И. Ильяк Струйная принтерная печать прозрачных проводящих покрытий	196

Секция 12

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Председатель секции – *Газизов Тальгат Рашитович*, д.т.н., зав. каф. ТУ

И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий Разработка и изготовление набора печатных плат для измерения параметров рассеяния пассивных компонентов в диапазоне 0,01–40 ГГц	200
Руст.Р. Газизов, Е.В. Лежнин, С.П. Куксенко Численные оценки эффективности использования перенумерации подынтервалов границ проводников и диэлектриков при многовариантном анализе полосковых структур	203
И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий Синтез многорезонансных SPICE моделей электронных компонентов, используя эволюционную стратегию с адаптацией ковариационной матрицы	205
С.П. Куксенко, Р.Р. Хажибеков Оценка уровня излучаемых эмиссий семикаскадного модального фильтра для сети Ethernet 100Base-T ..	208
А.А. Квасников, Е.В. Лежнин Совершенствование средств визуализации формы сигнала в системе TALGAT	211
К.А. Лемешко, С.П. Куксенко Оценка эффективности использования ILU(0)-разложения при анализе полосковых структур	213
Р.Р. Мусабаев, А.М. Заболоцкий Способы вычисления матрицы погонных сопротивлений многопроводной линии передачи	215
И. Сагиева, Р.Р. Абенов Метод передачи данных на множестве поднесущих с использованием банка фильтров (FBMC)	219
М.А. Самойличенко, Т.Т. Газизов Разложение сверхкороткого импульса в модальном фильтре с пассивным проводником в опорной плоскости	222
А.А. Собко, М.Е. Комнатнов Усовершенствование платы управления терморегулятором климатической экранированной камеры	225
А.В. Осинцев, М.Е. Комнатнов Разработка кроссплатформенной библиотеки для прецизионного цифрового датчика MAX31725	227

Для заметок

Научное издание

**ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ**

XII Международная научно-практическая конференция

16–18 ноября 2016 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

Корректор – В.Г. Лихачева
Верстка В.М. Бочкаревой

Издательство «В-Спектр»
Подписано к печати 30.12.2016.
Формат 70×100¹/₁₆. Печать трафаретная.
Печ. л. 14,75. Тираж 200 экз. Заказ 23.

Издано ТУСУР
634050, Томск, пр. Ленина, 40, к. 205, ГК. Тел. (382-2) 70-15-24.

Издательство «В-Спектр». ИНН 7017129340
634055, Томск, пр. Академический, 13-24. Тел. (382-2) 49-09-91.