

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

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

XIV Международная научно-практическая конференция

28–30 ноября 2018 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

В-Спектр
Томск – 2018

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

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

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

Для студентов, преподавателей и специалистов, интересующихся проблемами систем управления.
УДК 621.37/39 + 681.3
ББК (Ж/О) 32.84.85.965

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

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

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

© ТУСУР, 2018
© Коллектив авторов, 2018

СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ООО «КЕЙСАЙТ ТЕКНОЛОДЖИЗ»



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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ООО «ЛЕКРОЙ РУС»



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

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

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

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

Основные виды деятельности:

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

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

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



Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

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

УДК 621.396.41

Н.В. Дуплищева, А.С. Бернгардт

Сравнение эффективности алгоритмов сжатия семейства Лемпела–Зива

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

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

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

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

Сжатие данных можно условно разделить на два основных класса.

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

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

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

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

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

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

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

Рассмотрим алгоритмы, на базе которых созданы современные кодировщики.

Алгоритм LZ77

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

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

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

В алгоритме LZ77 коды состоят из трех элементов:

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

Данный метод имеет следующие недостатки:

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

Алгоритм LZSS

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

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

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

– длины подстроки, т.е. длины соответствия;

– первого символа буфера.

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

Алгоритм LZ78

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

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

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

Алгоритм LZW

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

Приведем пошаговое описание работы кодера данного алгоритма:

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

– После этого происходит считывание очередного символа кодируемого сообщения.

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

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

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

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

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

Результаты сравнения алгоритмов с помощью разработанного программного комплекса

Было принято решение передавать сообщение, содержащее 21 символ.

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

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

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

Алгоритм LZ78

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

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

Рис. 1. Метод кодирования LZ78

Длина закодированного сообщения:

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

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

Алгоритм LZSS

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

Длина закодированного сообщения:

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

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

Алгоритм LZW

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

Длина закодированного сообщения:

$$12 \cdot 9 = 108 \text{ бит,}$$

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

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

Рис. 2. Метод кодирования LZSS

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

Рис. 3. Метод кодирования LZW

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

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

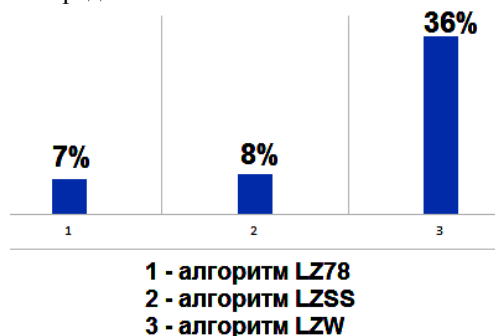


Рис. 4. Результат сравнения по степени сжатия

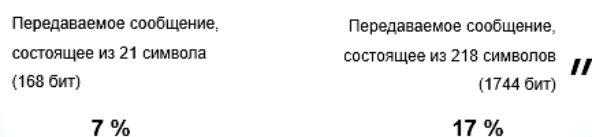


Рис. 5. Выигрыш по степени сжатия алгоритма LZ78

Можно сделать следующие выводы:

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

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

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

Литература

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

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

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

М.С. Смолин, Ю.С. Хило, А.М. Голиков

Исследование модели системы связи для «роя» БПЛА

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

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

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

Концепция Mesh

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

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

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

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

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

- устойчивость сети к потере отдельных элементов.

Архитектура Mesh-сети

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

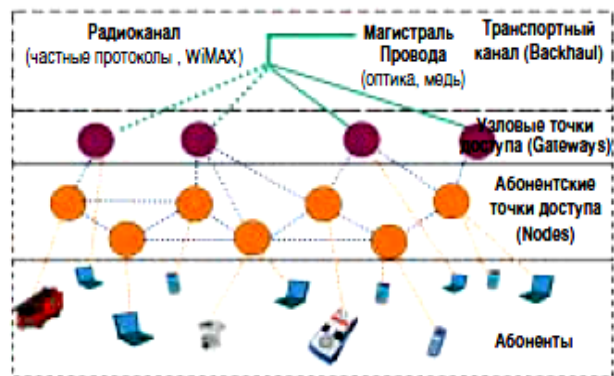


Рис. 1. Структурная схема Mesh-сети

Реализация с помощью IEEE 802.11n

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

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

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

Схема в Simulink

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

Модель включает в себя:

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

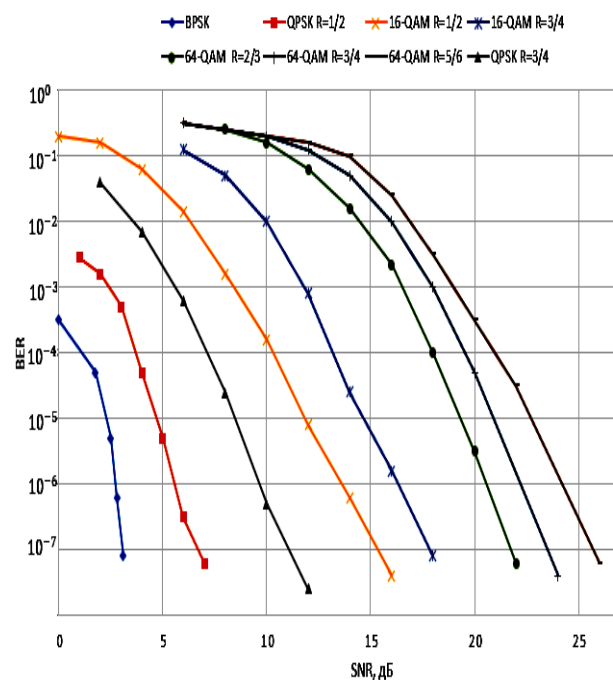


Рис. 2. График зависимости BER от SNR для IEEE 802.11n

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

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

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

При помощи встроенных в модель счётчиков скорости получена таблица.

Скорость передачи данных при различных типах модуляции

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

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

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

Литература

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

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

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

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

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

УДК 608.2

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

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

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

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

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

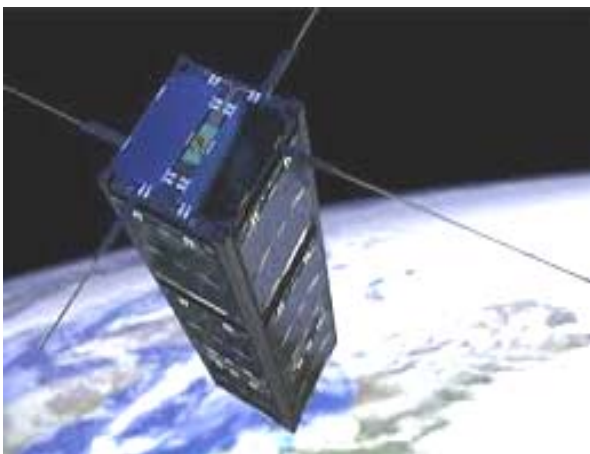


Рис. 1. Наноспутник CubeSat на орбите

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

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

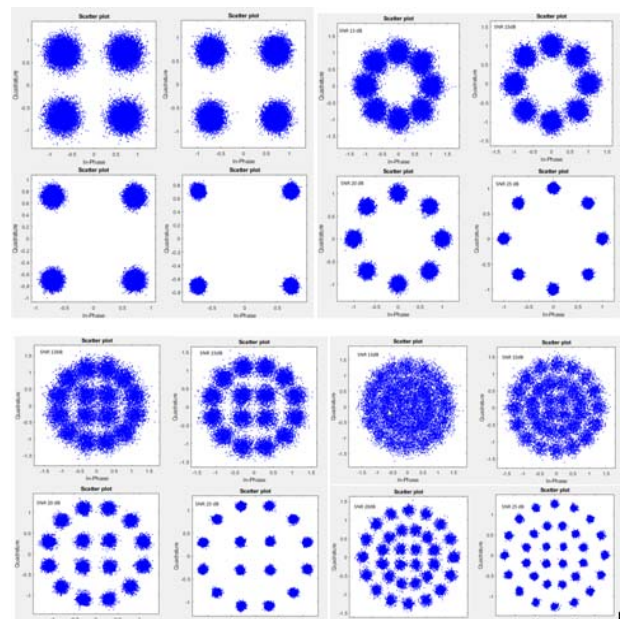


Рис. 2. Созвездия QPSK 9/10, 8PSK 9/10, 16APSK 9/10, 32APSK 9/10 для разных SNR

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

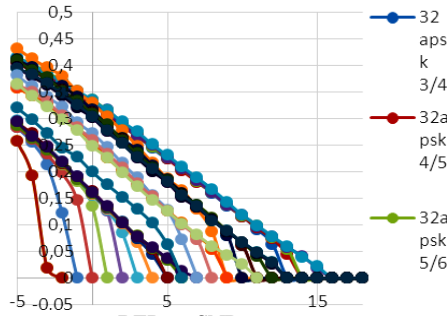


Рис. 3. Зависимость BER от SNR после декодирования LDPC

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

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

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

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

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

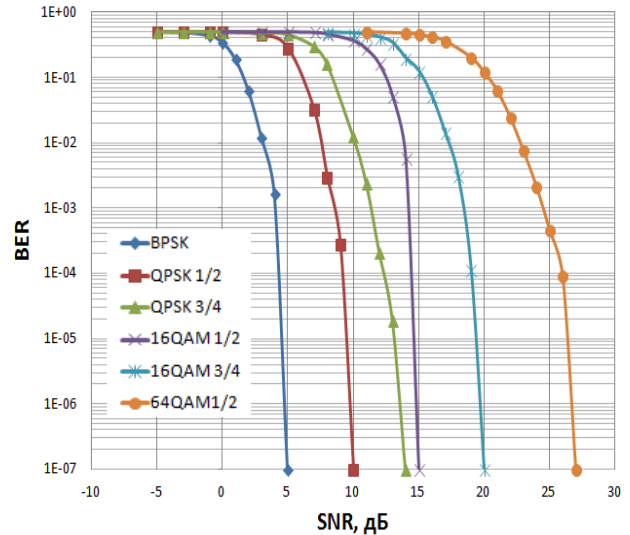


Рис. 4. Графики зависимости BER от SNR для отдельных видов модуляции и скорости кодирования. Логарифмическая шкала

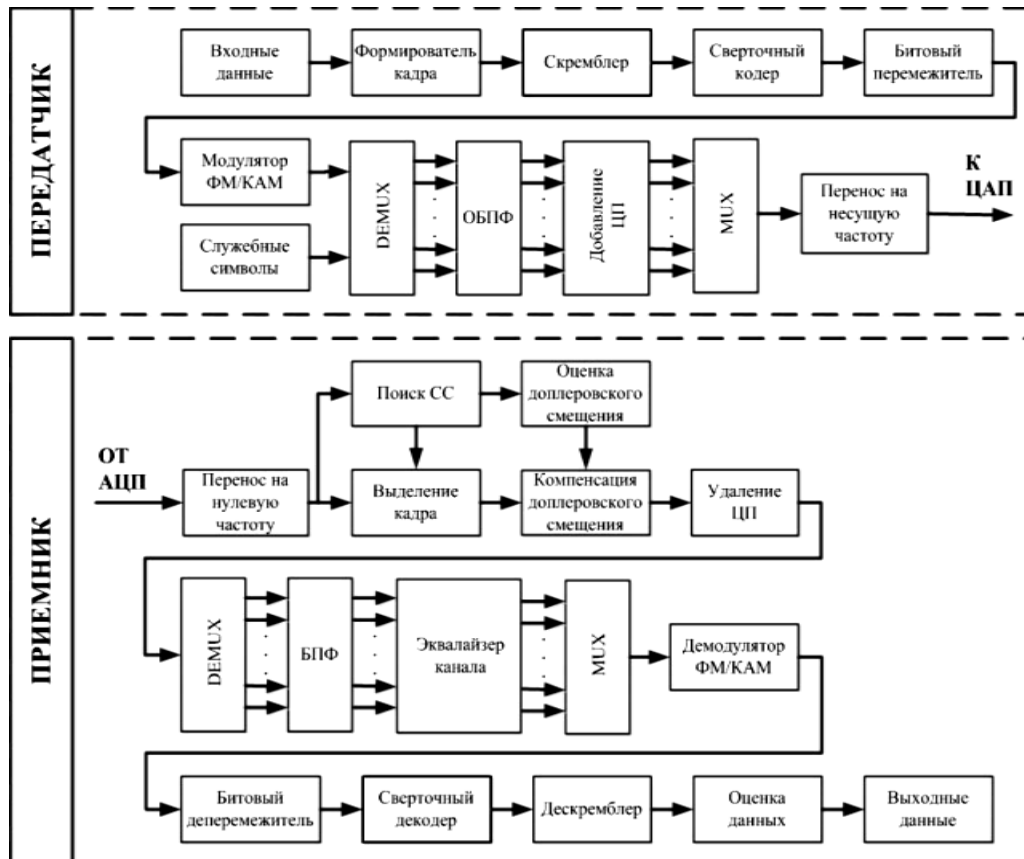


Рис. 5. Структурная схема модема для реализации на ПЛИС

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

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

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

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

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

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

Литература

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

Медведев Михаил Дмитриевич

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

Кралинов Владислав Сергеевич

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

Голиков Александр Михайлович

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

УДК 621.396.41

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

Канал связи с мультиплексированием абонентов по мощности

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

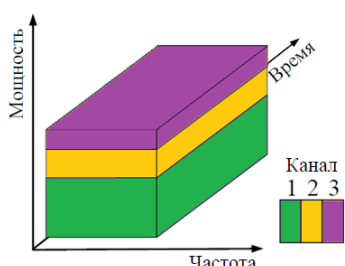


Рис. 1. Пример мультиплексирования 3 каналов

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

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

Передатчик

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

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

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

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

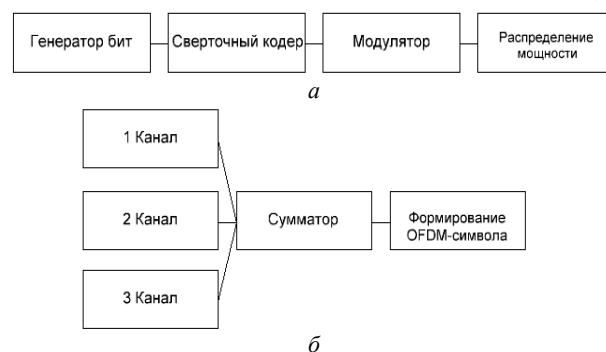


Рис. 2. Структурная схема абонентского канала (а), структурная схема канала передачи PD-NOM (б)

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

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

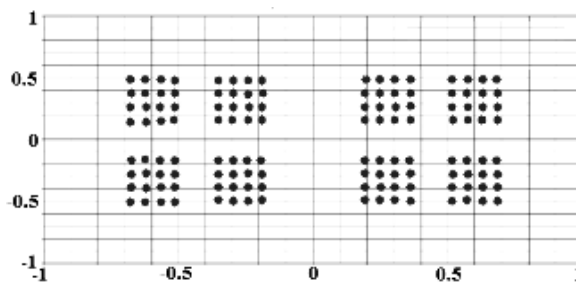


Рис. 3. Сигнальное созвездие общего канала (на выходе из сумматора)

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

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

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

Приемник

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

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

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

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

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

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

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

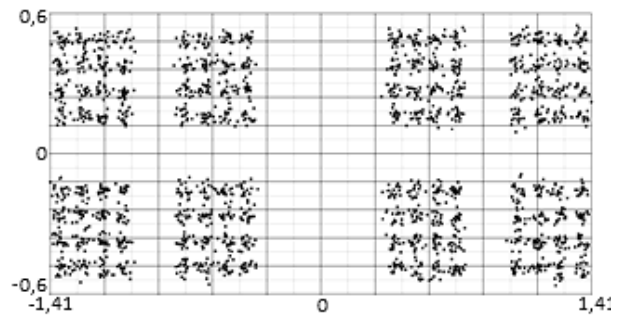


Рис. 4. Диаграмма созвездия принятого сигнала на входе SIC-демодулятора, первый канал 0,76 Вт, второй канал 0,21 Вт, третий канал 0,03 Вт

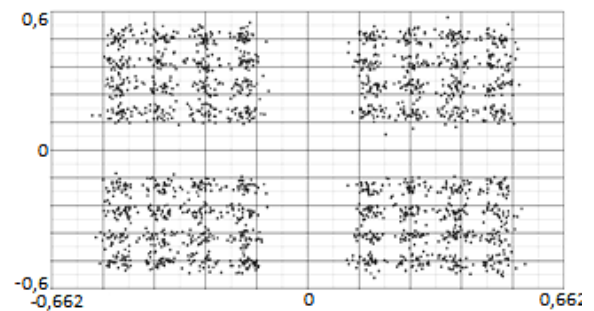


Рис. 5. Диаграмма созвездия второго канала

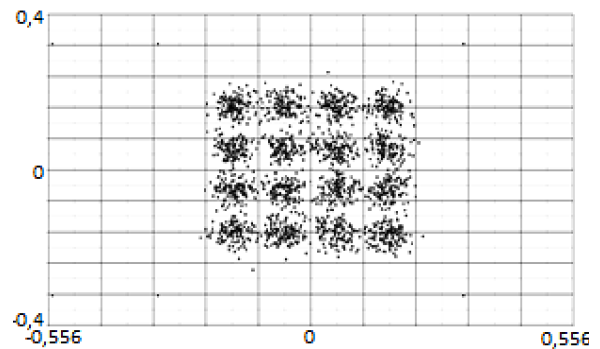


Рис. 6. Диаграмма созвездия третьего канала

Вероятность битовой ошибки

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

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

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

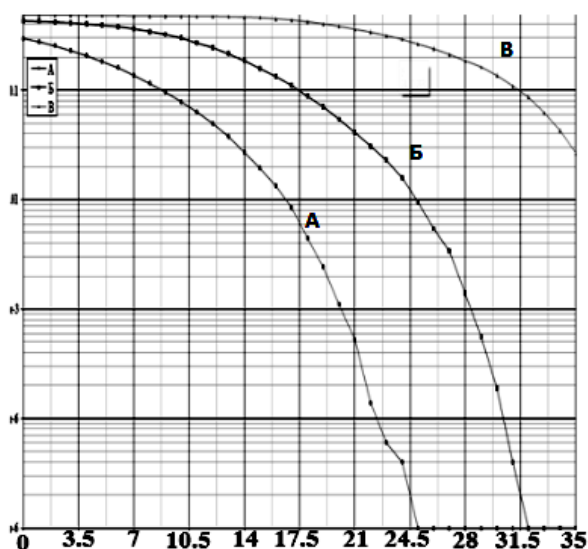


Рис. 7. Зависимость BER от ОСШ:
 А – первого канала 0,76 Вт; Б – второго канала 0,21 Вт;
 В – третьего канала 0,03 Вт без использования сверточного кодера

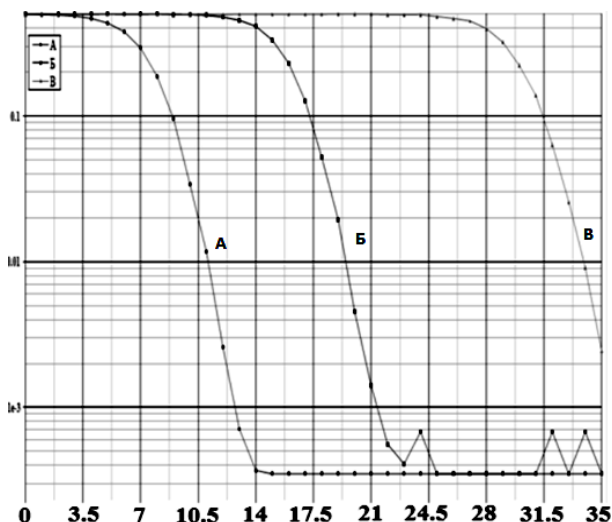


Рис. 8. Зависимость BER от ОСШ:
 А – первого канала 0,76 Вт; Б – второго канала 0,21 Вт;
 В – третьего канала 0,03 Вт



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

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

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

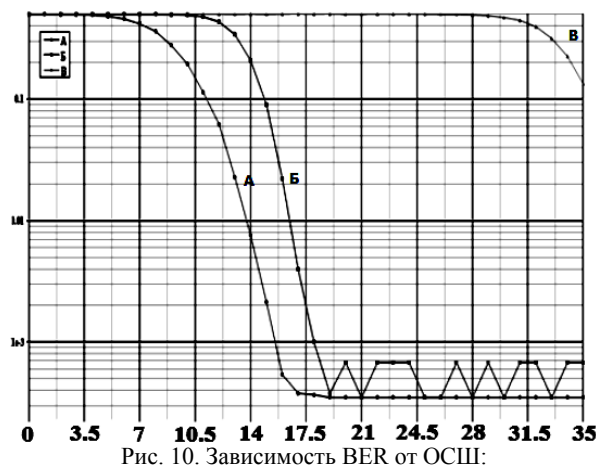


Рис. 10. Зависимость BER от ОСШ:
 А – первого канала 0,6 Вт; Б – второго канала 0,3 Вт;
 В – третьего канала 0,1 Вт

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

Заключение

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

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

Литература

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

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

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

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

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

Охрименко Артем Аркадьевич

Студент гр. 148-M2 ТУСУР
Эл. почта: tema.110@mail.ru

Крюков Яков Владимирович

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

Глазырин Александр Николаевич

студент гр. 148-M2 ТУСУР
Эл. почта: glazirin.saniaD@yandex.ru

Местников Артур Викторович

студент гр. 148-M2 ТУСУР
Эл. почта: traveller7296@gmail.com

УДК 608.2

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

вероятность ошибки возрастает по сравнению с нелинейным режимом.

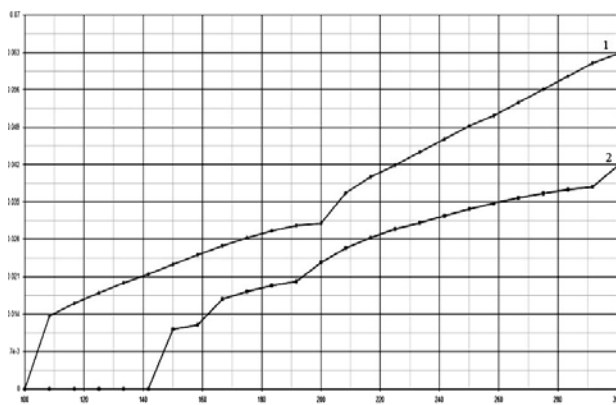


Рис. 1. Зависимость BER от коэффициента усиления БУМ: 1 – линейный усилитель; 2 – нелинейный усилитель

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

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

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

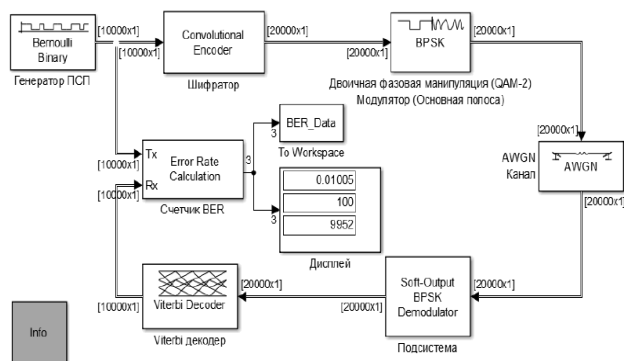


Рис. 2. Модель сверточного декодера Витерби при «мягком» решении

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

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

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

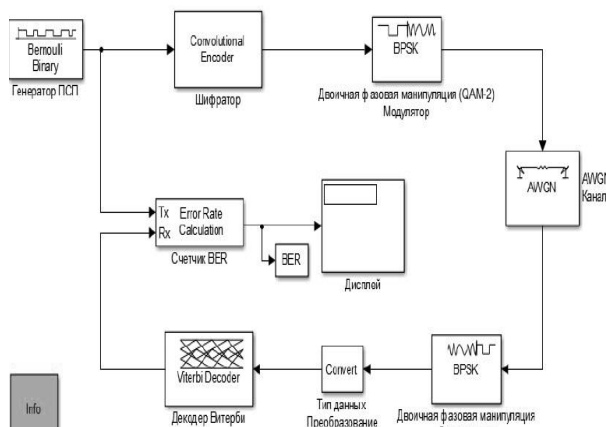


Рис. 3. Модель сверточного декодера Витерби при «жёстком» решении

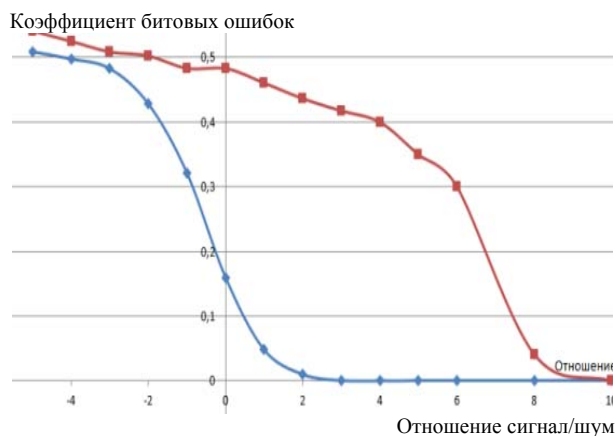


Рис. 4. Зависимость вероятности битовых ошибок от отношения сигнал/шум

Литература

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

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

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

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

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

Выравнивание времени распространения сигналов цифровых шин посредством ПЛИС

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

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

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

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

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

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

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

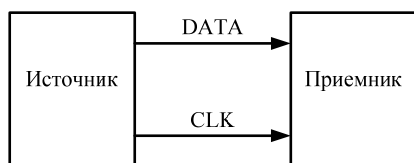


Рис. 1. Соединение источника и приемника, где приемник формирует сигнал данных и тактовый сигнал

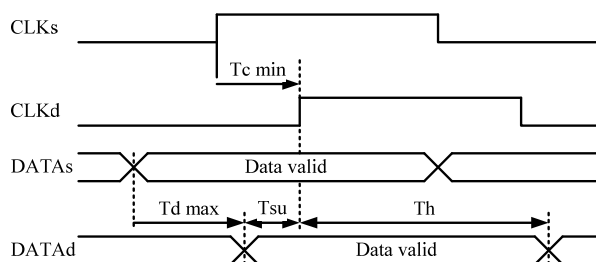


Рис. 2. Временная диаграмма распространения сигнала для случая наибольшей задержки данных:

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

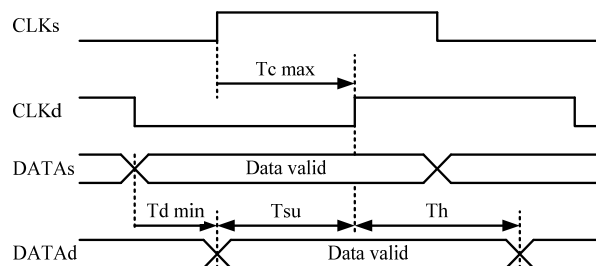


Рис. 3. Временная диаграмма распространения сигнала для случая наименьшей задержки данных

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

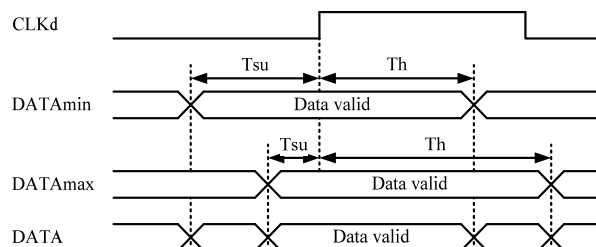


Рис. 4. Временная диаграмма влияния времени прохождения сигнала в случае наибольшей и наименьшей задержки данных на длительность окна, внутри которого данные действительно: DATA_{min}, DATA_{max} – сигнал данных на входе приемника в случае наименьшей и наибольшей задержки; DATA – сигнал данных на входе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

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

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

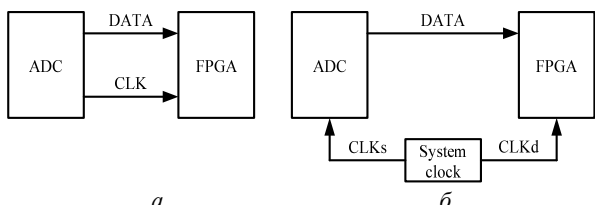


Рис. 5. Варианты соединения АЦП и ПЛИС: source synchronous input – а; system synchronous input – б

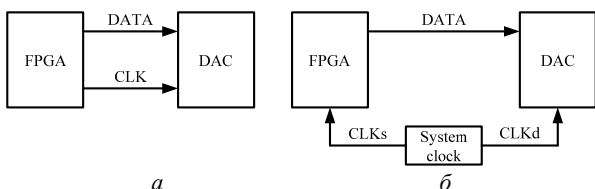


Рис. 6. Варианты соединения ЦАП и ПЛИС: source synchronous output – а; system synchronous output – б

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

Тип подключения влияет на расчет задержки данных относительно тактового сигнала.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

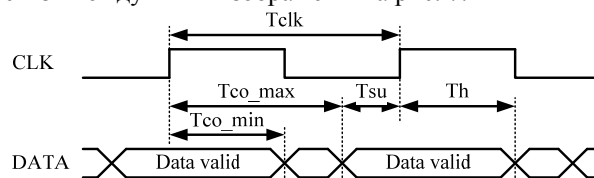


Рис. 7. Соотношение времени установки и удержания с максимальной и минимальной задержкой сигнала данных относительно сигнала тактовой частоты

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

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

где $Tclk$ – период тактового сигнала.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

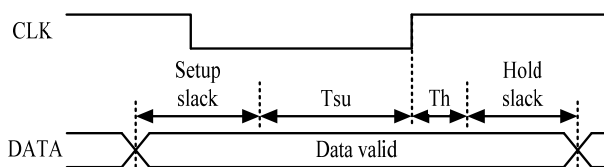


Рис. 8. Запас по времени

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

Литература

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

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

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

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

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

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

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

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

Никитин Михаил Леонидович

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

Копысов Андрей Николаевич

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

Марков Михаил Михайлович

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

Батурин Иван Сергеевич

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

УДК 004.057.4

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

Механизмы обработки управляющих сообщений протокола LOADng

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

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

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

Передача показаний с приборов учета осуществляется двумя способами:

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

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

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

Концепция протокола LOADng

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Управляющие сообщения протокола LOADng

Управляющий трафик протокола LOADng включает в себя четыре типа сообщений:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

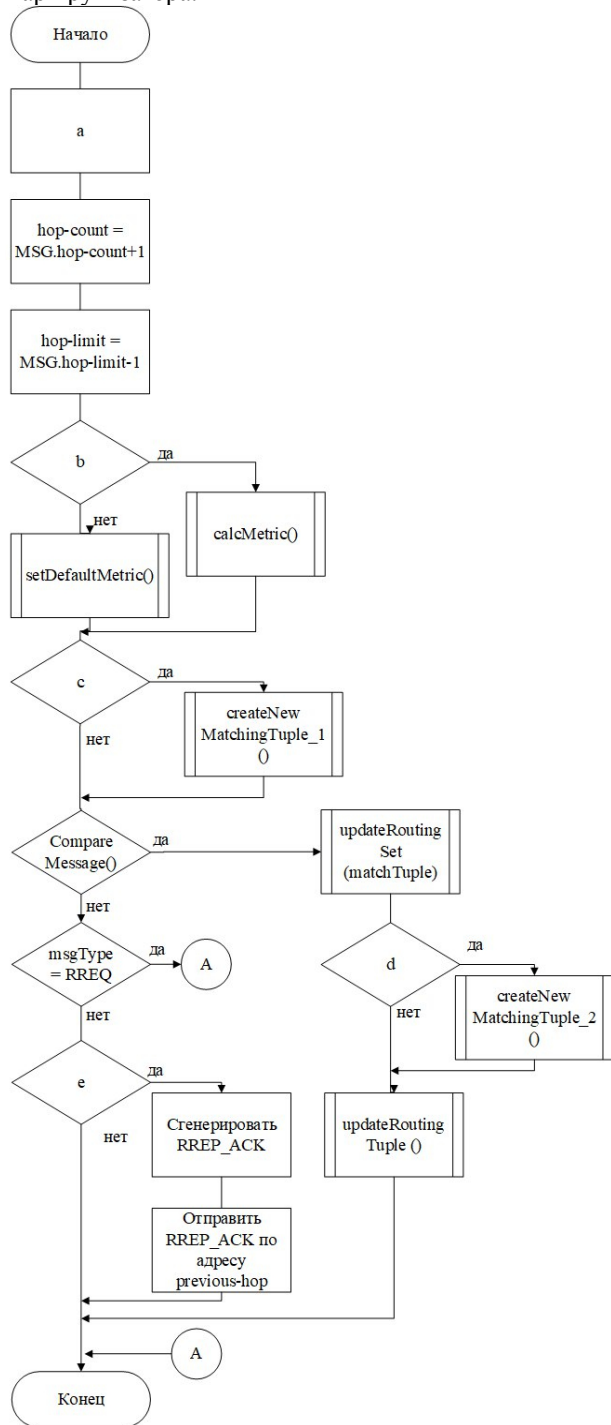
После приема RREP_ACK-сообщения от соседнего узла LOADng-маршрутизатор действует в соответствии с алгоритмом, представленным на рис. 2.

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

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

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

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



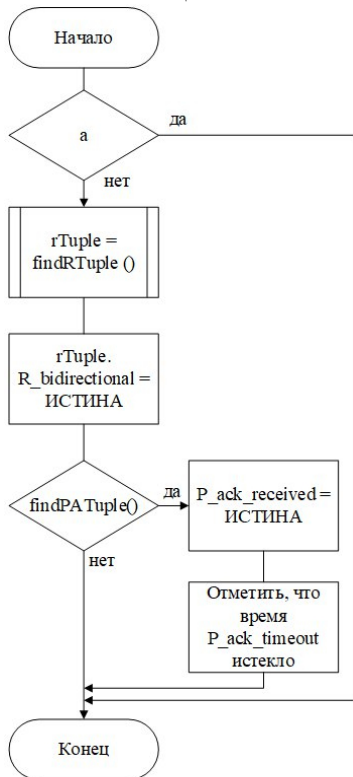
#a: Обработать включенные в сообщение TLV Согласно их спецификации
 #b: Значение поля `MSG.metric-type` известно текущему LOADng-Маршрутизатору И `MSG.metric-type` ≠ `HOP_COUNT`
 #c: `findMatchingRoutingTuple ()` = ЛОЖЬ
 #d: `previous-hop` ≠ `MSG.originator` И `findMatchingRoutingTuple` = ЛОЖЬ
 #e: `msgType`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

Рис. 1. Обобщенная блок-схема алгоритма обработки сообщений

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

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

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



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

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

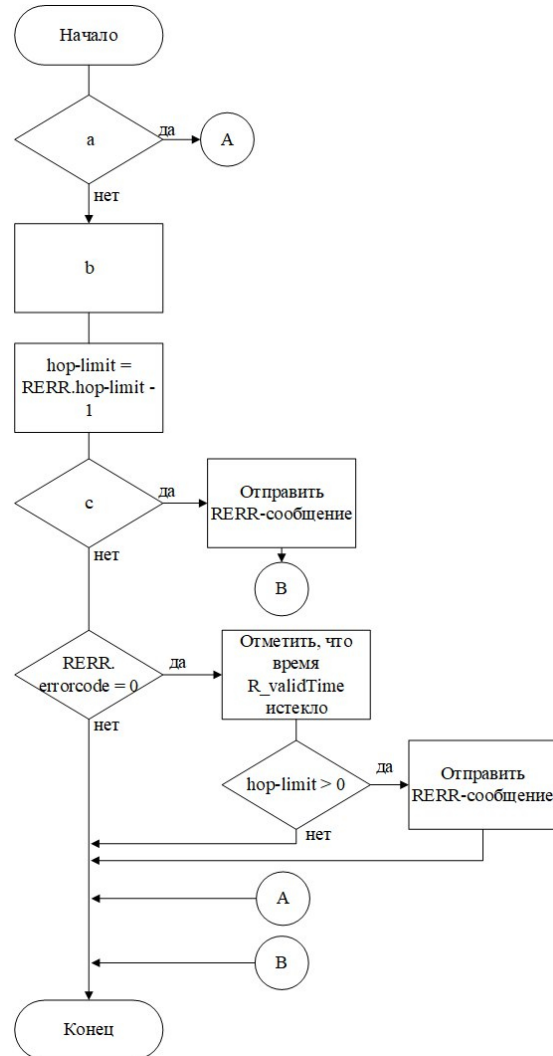
Если сообщение некорректно, оно пропускается. В противном случае происходит обработка всех TLV, входящих в состав сообщения, согласно их спецификации. Далее значение переменной hop-limit устанавливается в значение RERR.hop-limit – 1. После этого запускается функция findMatchingRoutingTuple, которая ищет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

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

Заключение

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

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



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

#b: Обработать включенные в сообщение TLV Согласно их спецификации

#c: findMatchingRoutingTuple () = ЛОЖЬ

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

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

токол LOADng подходит для систем с низким энергопотреблением.

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

Литература

1. Зыков Д.Д. Обзор комплексных решений в сфере учета энергоресурсов / Д.Д. Зыков, Д.Р. Уразаев, Н.Ю. Хабибулина // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 4. – С. 131–133.

2. Klimenko A.N. Simulation modeling of the heterogeneous communication systems in NS-3 environment / A.N. Klimenko, I.V. Pospelova // Электронные средства и системы управления. – 2017. – № 1-2. – С. 210–212.

3. Современное состояние проблемы передачи данных в гетерогенных системах связи / И.Ю. Поляков, А.Н. Клименко, Д.Д. Зыков и др. // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 3. – С. 177–180.

4. Sobral J.V. Performance Evaluation of Routing Metrics in the LOADng Routing Protocol / J.V. Sobral, J.J. Rodrigues, N. Kumar et al. // Journal of Communication Software and Systems. – 2017. – Vol. 13, № 2. – P. 87–95.

5. Clausen T. Lightweight on-demand ad hoc distance-vector routing-next generation (LOADng): Protocol, extension, and applicability / T. Clausen, J. Yi, U. Herberg // Computer Networks. – 2017. – Vol. 126. – P. 125–140.

6. ITU-T. G.9903, Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for G3-PLC networks. – 2014.

7. Clausen T.H. The LLN On-demand Ad hoc Distance-vector Routing Protocol – Next Generation (LOADng) / T.H. Clausen, A.C. de Verdiere // Doctoral dissertation, INRIA. – 2011. – 35 p.

8. Elyengui S. LOADng routing protocol evaluation for bidirectional data flow in AMI mesh networks / S. Elyengui, R. Bouhouchi, T. Ezzedine // International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering. – 2015. – Vol. 5, № 6. – P. 37–43.

9. Yi J. Enhancing LOADng Routing Protocol for G3-PLC Networks // Tenth workshop on power line communications. – 2016. – 4 p.

10. Yi J., Collection tree extension of reactive routing protocol for low-power and lossy networks / J. Yi, T. Clausen // International Journal of Distributed Sensor Networks. – 2014. – Vol. 10, № 3. – P. 352421.

11. Yi J. Efficient data acquisition in sensor networks: introducing (the) LOADng collection tree protocol / J. Yi, T. Clausen, A.C. de Verdiere // 8th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM). – 2012. – P. 1–4.

12. Elyengui S. A comparative performance study of the routing protocols RPL, LOADng and LOADng-CTP with bidirectional traffic for AMI scenario / S. Elyengui, R. Bouhouchi, T. Ezzedine // International Conference on Smart Grid and Clean Energy Technologies (ICSGCE). – 2015. – P. 43–49.

13. Macker J. Simplified multicast forwarding // IETF RFC 6621. – 2012. – 55 p.

14. The trickle algorithm / P. Levis, T. Clausen, J. Hui, O. Gnawali, J. Ko // IETF RFC 6206. – 2011. – 13 p.

15. Clausen T. Jitter considerations in mobile ad hoc networks (MANETs) / T. Clausen, C. Dearlove, B. Adamson // IETF RFC 5148. – 2008. – 11 p.

Зыков Дмитрий Дмитриевич

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

Поспелова Ирина Владимировна

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

Уразаев Дамир Раисович

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

Карасенко Анатолий Олегович

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

УДК 621.396.96

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

коэффициенты чувствительности запишутся как

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

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

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

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

Для наихудшего случая (5) запишется в виде

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

при $\Delta t > 0, \Delta r > 0$.

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

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

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

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

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

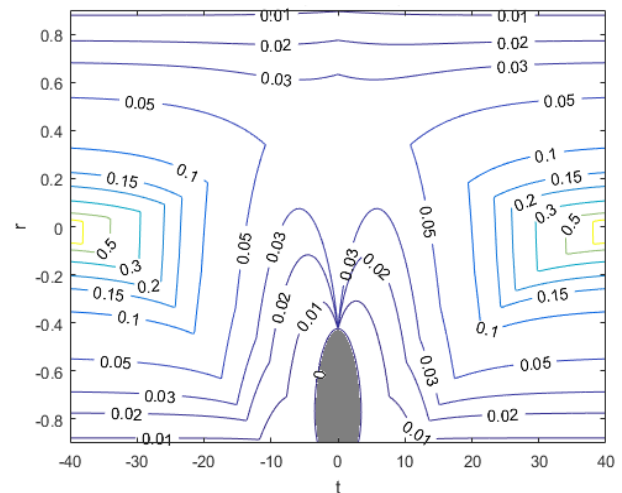


Рис. 1. График линий уровня функции Δr при $\Delta t = 0,1$ дБ

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

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

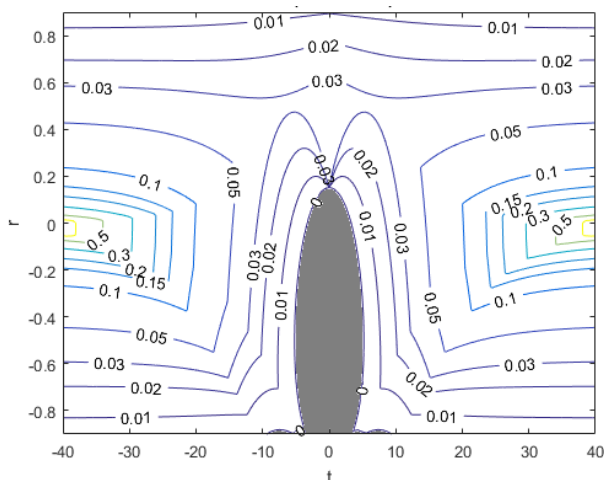


Рис. 2. График линий уровня функции Δr при $\Delta t=0,2$ дБ

Апробация результатов

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Заключение

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

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

3. Полученные теоретические результаты подтверждены результатами численных экспериментов.

Литература

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

Сабитов Тимур Ильясович

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

Степанов Максим Андреевич

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

Киселев Алексей Васильевич

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

Е.В. Щерба, Г.А. Литвинов, М.В. Щерба

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Формальная постановка задач

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Алгоритм поиска оптимального маршрута

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

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

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

```

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

```

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

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

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

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

Примеры

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

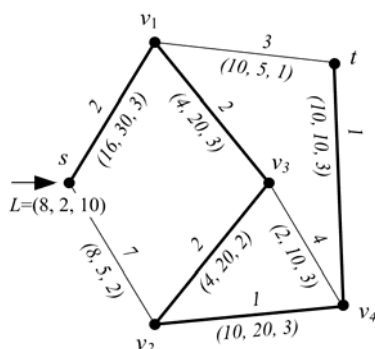


Рис. 2. Пример решения задачи МАХ–МСОР в сети с вогнутыми метриками

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

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

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

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

Заключение

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

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

Литература

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

Щерба Евгений Викторович

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

Литвинов Георгий Александрович

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

Щерба Мария Витальевна

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

Секция 3

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

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

УДК 621.382

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Структурная схема смесителя и технические требования

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

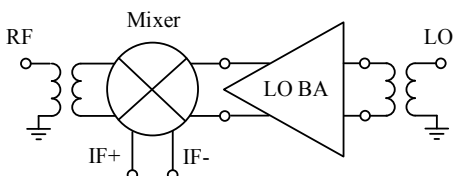


Рис. 1. Структурная схема разрабатываемого смесителя с интегрированным усилителем гетеродина

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

Технические требования к широкополосному двойному баланвному смесителю

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

Двойной балансный смеситель

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

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

Усилитель сигнала гетеродина

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

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

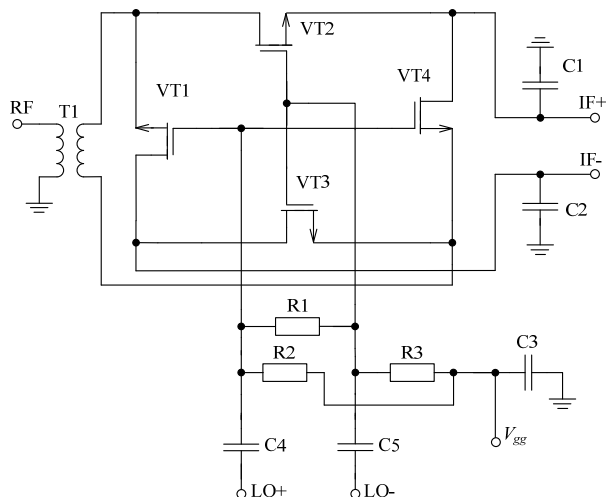


Рис. 2. Принципиальная схема двойного балансного смесителя на основе КМОП-транзисторов

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

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

Экспериментальное исследование двойного балансного смесителя зондовым способом

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

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

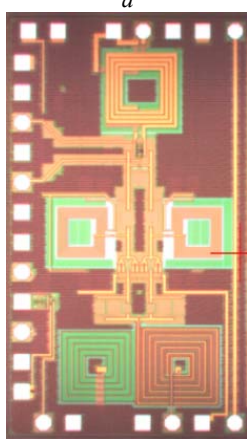
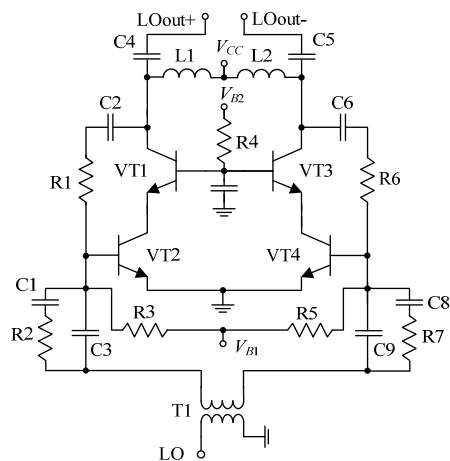


Рис. 3. Принципиальная схема дифференциального УСГ – а; фотография изготовленной СВЧ МИС смесителя с интегрированным УСГ ($1,2 \times 2,1$ мм²) – б

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

Экспериментальное исследование двойного балансного смесителя в корпусе

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

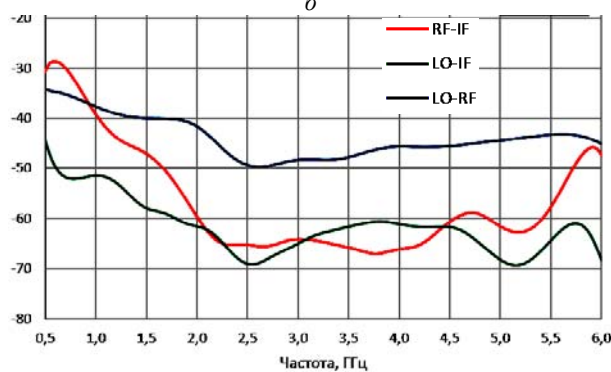
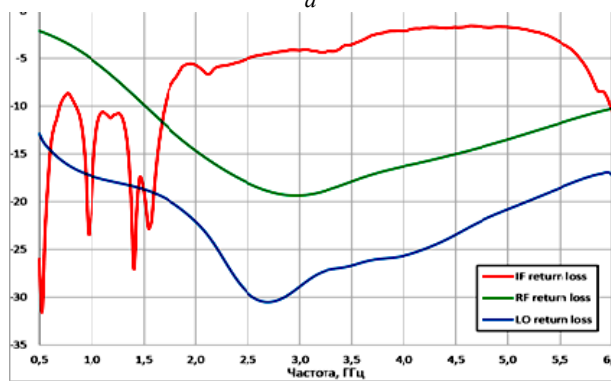
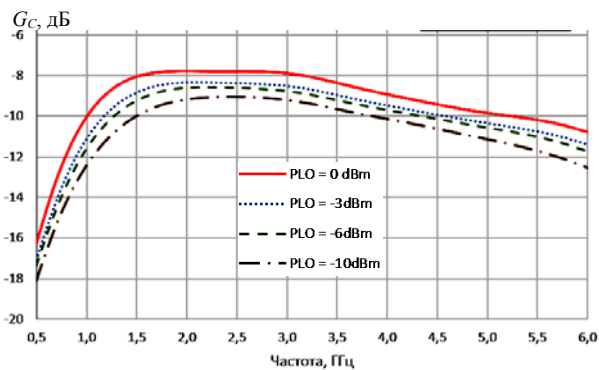


Рис. 4. Измеренные характеристики СВЧ МИС смесителя на зондовой станции: а – коэффициент преобразования G_C в зависимости от мощности гетеродина P_{LO} ; б – коэффициенты отражения по ВЧ, ПЧ и гетеродину; в – развязки ВЧ – ПЧ, гетеродин – ПЧ и гетеродин – ВЧ ($P_{LO} = 0$ дБм, $f_{ПЧ} = 150$ МГц, $I_{bias}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

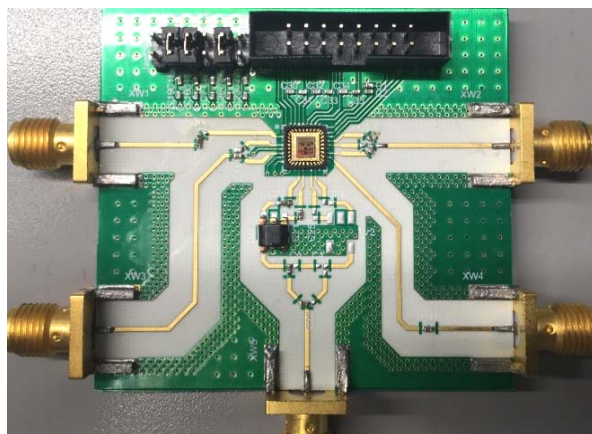
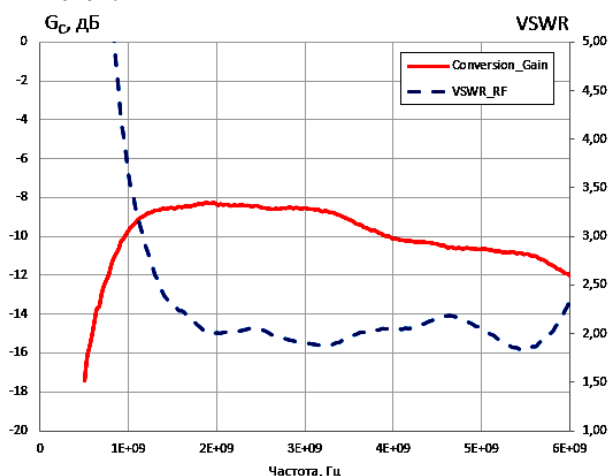


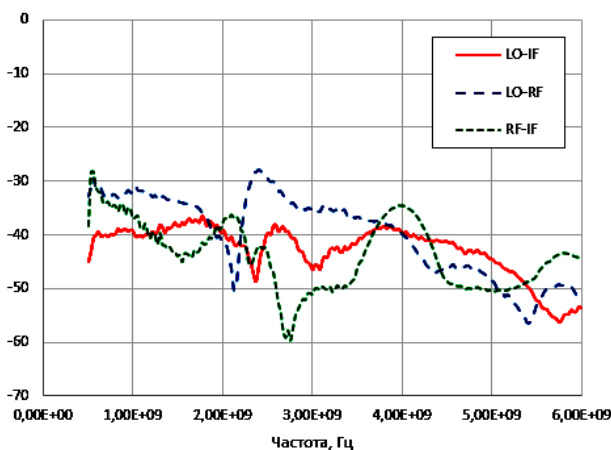
Рис. 5. Печатная плата на основе ламината Rogers для измерений смесителя с интегрированным УСГ

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

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



а



б

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

Заключение

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

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

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

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

Литература

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

Коколов Андрей Александрович

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

Шеерман Федор Иванович

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

Бабак Леонид Иванович

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

Дроздов Алексей Викторович

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

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

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

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

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

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

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

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

Требования, предъявляемые к усилителю:

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

Проектирование усилителя

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

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

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

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

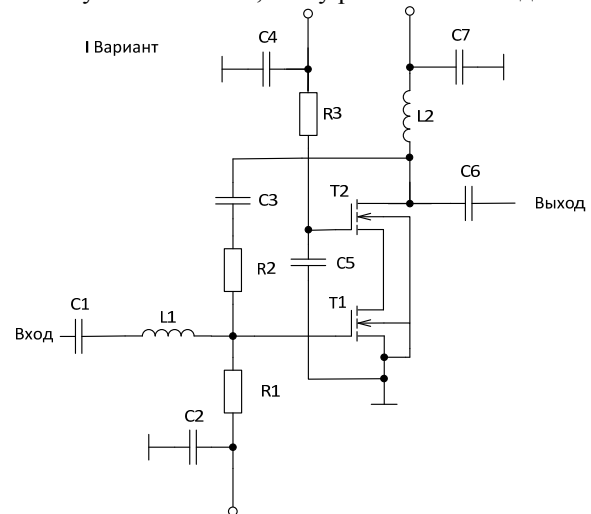


Рис. 1. Принципиальная схема БУ

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

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

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

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

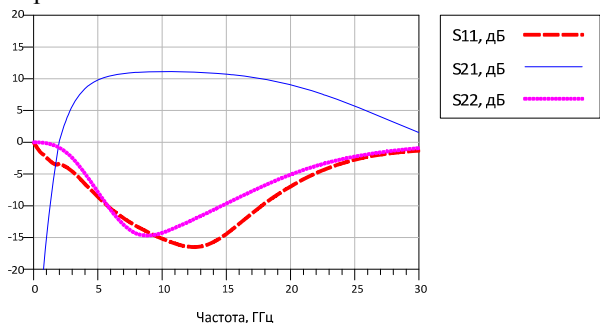


Рис. 2. S-параметры БУ

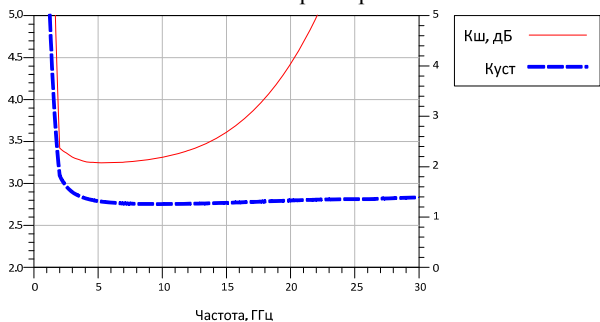


Рис. 3. Коэффициент устойчивости и шума

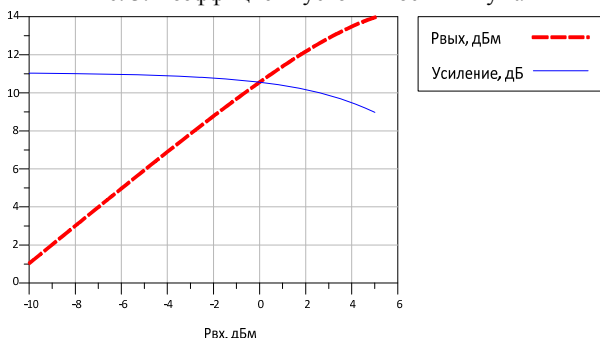


Рис. 4. Зависимость усиления и выходной мощности от входной

Параметры спроектированного БУ

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

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

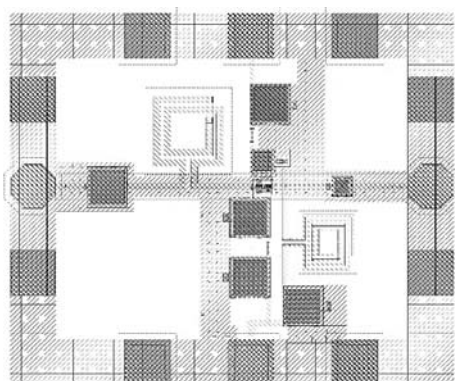


Рис. 5. Топология кристалла МИС усилителя

Заключение

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

Литература

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Целью данной работы является проектирование ЦАТТ, удовлетворяющего комплексу характеристик.

Требования к ЦАТТ:

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

Проектирование аттенюатора

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

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

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

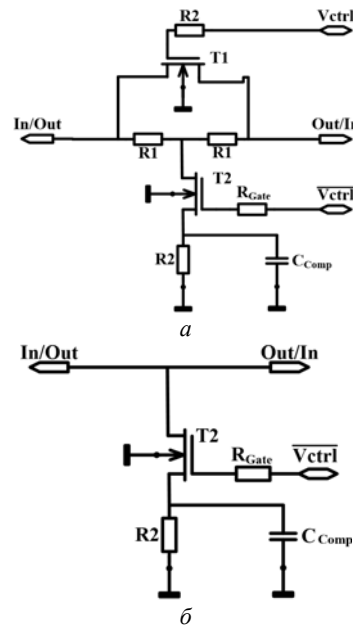


Рис. 1. Ячейка Т-типа – а; ячейка с одним транзистором – б

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

Результаты электромагнитного моделирования представлены на рис. 2–4.

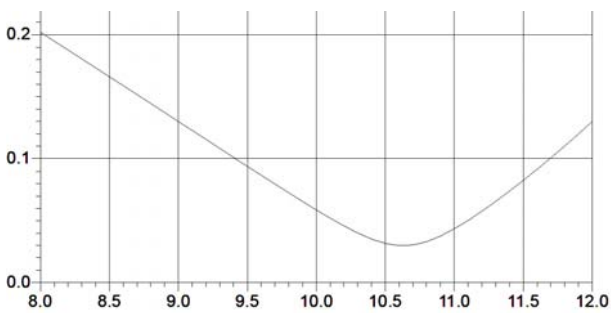


Рис. 2. SKO для всех состояний

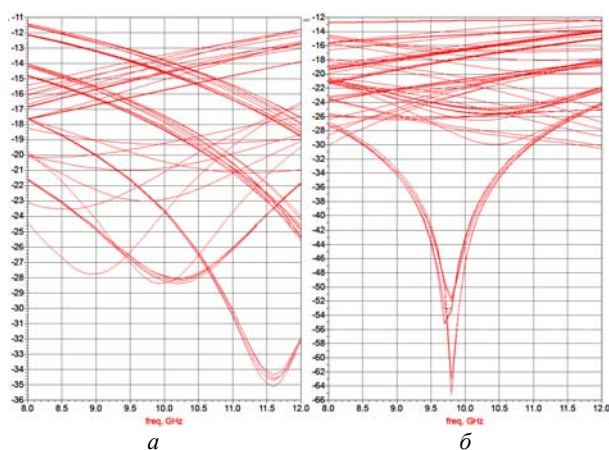


Рис. 3. S_{11} для всех состояний аттенюатора – а; S_{22} для всех состояний аттенюатора – б

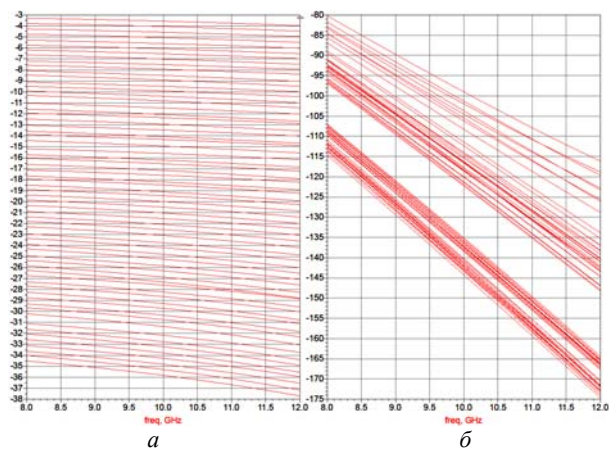


Рис. 4. S_{21} для всех состояний аттенюатора – а; S_{21} по фазе для всех состояний аттенюатора – б

Параметры цифрового аттенюатора

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

Топология разработанного аттенюатора представлена на рис. 5.

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

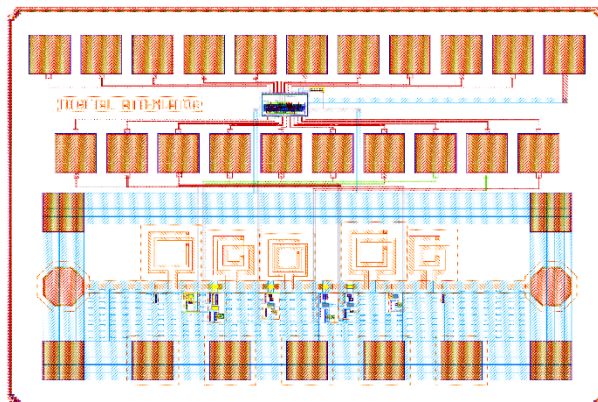


Рис. 5. Топология разработанного аттенюатора

Заключение

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

Литература

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

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

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

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

СОДЕРЖАНИЕ

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

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

Н.В. Дуплищева, А.С. Бернгардт	
Сравнение эффективности алгоритмов сжатия семейства Лемпела–Зива	5
М.С. Смолин, Ю.С. Хило, А.М. Голиков	
Исследование модели системы связи для «роя» БПЛА	8
М.Д. Медведев, В.С. Кралинов, А.М. Голиков	
Исследование модели системы связи для наноспутников CubeSat на базе стандарта DVB-RCS2	10
А.А. Охрименко, Я.В. Крюков, А.В. Местников, А.Н. Глазырин	
Канал связи с мультиплексированием абонентов по мощности	12
А.Э. Горбунова, Е.А. Кулемина, А.М. Голиков	
Исследование системы связи на базе по SystemView для космического аппарата с эллиптической орбитой	16
М.Л. Никитин, А.Н. Копысов, М.М. Марков, И.С. Батулин	
Выравнивание времени распространения сигналов цифровых шин посредством ПЛИС	18
Д.Д. Зыков, И.В. Поспелова, Д.Р. Уразаев, А.О. Карасенко	
Механизмы обработки управляющих сообщений протокола LOADng	20
Т.И. Сабитов, М.А. Степанов, А.В. Киселев	
Влияние неточности задания параметров сигналов двухточечной квазикогерентной модели на характеристики моделируемых шумов координат	25
Е.В. Щерба, Г.А. Литвинов, М.В. Щерба	
Проблема обеспечения качества обслуживания при маршрутизации пакетов в динамически организуемых телекоммуникационных сетях для переограниченных случаев	28

Секция 3

НАНОЭЛЕКТРОНИКА СВЧ.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ, АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

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

А.А. Кокотов, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак, А.В. Дроздов	
Монолитный смеситель диапазона 1–4,5 ГГц со встроенным усилителем гетеродина на основе технологии SiGe BiCMOS	32
А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев, Е.А. Шутов	
Проектирование широкополосного буферного усилителя диапазона 8–12 ГГц на основе 0,13 мкм БиКМОП-технологии	36
Е.А. Шутов, А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев	
Проектирование цифрового перестраиваемого 6-битного аттенюатора диапазона частот 8–12 ГГц на основе 0,13 мкм БиКМОП-технологии	38

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

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

А.А. Чиняков, В.В. Сохорева	
Определение глубинного профиля концентрации водорода и дейтерия с помощью методики ядер отдачи	40
А.А. Чиняков, В.В. Сохорева	
Исследование толщины и элементного состава пленок с помощью методики резерфордского обратного рассеяния	43
Д.В. Билевич, А.А. Попов, А.С. Сальников, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, А.А. Калентьев	
Тестирование автоматической методики построения и верификации нелинейной модели GaAs НЕМТ-транзисторов	47
И.В. Федин, Е.В. Ерофеев	
AlGaIn/GaN-диоды с барьером Шоттки на основе Ni, Mo, Hf и Ti	50

А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников, А.А. Калентьев, И.М. Добуш, Д.В. Гарайс Исследование виртуальной метрологии с использованием физико-технологического моделирования	53
А.А. Попов, Д.В. Билевич, А.С. Сальников, А.Е. Горяинов Виртуальная метрология для контроля процесса химико-механической планаризации	56
А.Е. Петрюк Оптические свойства пленок ИТО на кремнии и на стекле	59
Е.В. Ерофеев, Д.А. Шишкин, В.В. Курикалов, И.В. Федин Разработка СВЧ-монокристаллических интегральных схем фазовращателя и усилителя мощности Ka-диапазона для создания информационно-коммуникационных систем следующего поколения (5G).....	61
О.А. Ульянова, В.С. Доценко, О.А. Доценко Влияние концентрации углеродных нанонаполнителей на электрофизические характеристики композиционного материала.....	64
А.Б. Черепяхин, Р.В. Ромашко, А.М. Захаренко, Т.А. Ефимов Функционализация кремниевого микроантислевера для детектирования концентрации биологических молекул.....	66
Ю.С. Жидик, П.Е. Троян, А.В. Ильиных, Ю.В. Сахаров Изменение поверхностного сопротивления GaN при напылении тонкопленочных слоев методом магнетронного распыления	68

Секция 5**АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА**

*Сопредседатели секции – Гошин Геннадий Георгиевич, д.ф.-м.н., профессор каф. СВЧиКР;
Сычев Александр Николаевич, д.т.н., профессор каф. КСУП*

А.Г. Генералов, Э.В. Гаджиев Концепция построения миниатюрной антенной системы для класса малых космических аппаратов.....	71
С.А. Ходенков, Н.М. Боев, В.В. Иванин Микрополосковые диплексеры на основе двумерного электромагнитного кристалла.....	74
А.Н. Глазырин, Д.А. Голов, А.В. Местников, В.Д. Дмитриев Балансный СВЧ-усилитель мощности S-диапазона	77
Д.А. Голов, А.Н. Глазырин, А.А. Охрименко, В.Д. Дмитриев СВЧ-усилитель мощности X-диапазона	81
А.В. Местников, Д.А. Голов, А.А. Охрименко, Ш.В. Куулар, В.Д. Дмитриев СВЧ-усилитель мощности S-диапазона с параллельным соединением транзисторов.....	85
А.О. Семкин, В.М. Путхенпуракалчир, И.А. Резаев, А.В. Фатеев Изменение параметров радиопоглощающих материалов на основе эластичного пенополиуретана при введении в них различных антипиреновых пропиток.....	88
А.Н. Сычев, К.К. Жаров Моделирование неодинаковых связанных линий с лицевой связью	91

Секция 6**ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ**

*Сопредседатели секции – Лоцилов Антон Геннадьевич, к.т.н., зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена»;
Филатов Александр Владимирович, д.т.н., профессор каф. ТОР*

С.Г. Еханин, А.А. Томашевич, Н.К. Афанасьев Комплексное исследование процесса дефектообразования в кристаллах GaN-светодиодов средней мощности при длительных испытаниях.....	94
Н.Д. Малютин, А.В. Андреев, Г.А. Малютин, Р.М. Шарабудинов Трансформатор импедансов на расщепленных полосковых линиях	97
С.А. Артищев, С.Г. Еханин, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов Дистанционное влияние квантовых связей между запутанными электронами на электропроводность кристалла NaCl.....	101
И.А. Ершов Разработка программно-аппаратного комплекса для дистанционной калибровки	104

В.В. Атамасов, Г.И. Маленко

Использование программно-аппаратного комплекса на базе NI ELVIS II и LabVIEW для измерения спектров диэлектрической проницаемости материалов конденсаторным методом 106

С.А. Артищев, С.Г. Еханин, Ю.Э. Орлова, Д.Ю. Попов

Квантовые связи между запутанными электронами в ионных ловушках кристалла NaCl..... 110

К.С. Суханова, П.С. Матросова, М.А. Канина, М.Н. Романовский

Ритмическая визуальная стимуляция и функциональное состояние человека-оператора..... 114

Н.Д. Малютин, Р.М. Шарабудинов, А.В. Андреев

Полосковые корректоры частотной зависимости группового времени запаздывания 117

А.Ю. Дракин, А.Н. Школин

Применение тестового оборудования для автопостроения поведенческих моделей интегральных микросхем регуляторов напряжения..... 122

М.П. Сухоруков, Н.А. Шалыпина, Д.С. Торгаева

Метод математической обработки ваттметрограмм для диагностики состояния установок штангового глубинного насоса..... 126

А.Е. Здрок, С.А. Артищев, Н.С. Труфанова, А.Г. Лоцилов

Разработка макетной платы для выполнения зондовых измерений характеристик СВЧ-элементов, изготовленных методом принтерной печати..... 129

Е.А. Смолькова, Е.И. Тренкаль

Способ измерения диэлектрической проницаемости жидких веществ 132

Секция 7**НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА**

Председатель секции – Шандаров Станислав Михайлович, д.ф.-м.н., профессор, зав. каф. ЭП

А.Д. Беспальый, А.Е. Мандель, В.И. Быков

Исследование канальных волноводных структур с пространственно-модулированными параметрами, индуцированных в поверхностном слое кристалла ниобата лития..... 135

А.С. Перин, П.К. Сафронова, Е.В. Морозова

Формирование одномерных дифракционных структур в кристалле ниобата лития квазибездифракционным световым пучком..... 137

Д.И. Дудник, К.О. Гусаченко, И.А. Квасова, А.О. Семкин, Д.С. Шульц

Влияние неоднородности амплитудно-фазового распределения формирующего поля на характеристики системы волноводных каналов в ФПМ-ЖК 140

Секция 8**ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА
И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

*Сопредседатели секции: Шиняков Юрий Александрович, д.т.н., директор НИИ КТ;
Семенов Валерий Дмитриевич, к.т.н., профессор каф. ПрЭ*

К.В. Аржанов, А.В. Аржанова

Разработка и создание системы автоматического регулирования расхода деэмульгатора на установках подготовки нефти..... 144

А.Ю. Мишина, С.П. Шкарупо, Н.О. Студенков, М.У. Эгамбердиев

Разработка блока питания для оборудования электроцикла..... 147

И.Е. Гедзенко, В.Д. Семенов

Применение математического пакета MathCad для нахождения численных решений математической модели инвертирующего преобразователя 149

К.И. Хан, М.А. Кажмаганбетова, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.В. Кобзев

Конструкция и применение поверхностных нагревателей в комплексе локальной гипертермии 152

М.А. Кажмаганбетова, К.И. Хан, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.В. Кобзев

Выбор корректора коэффициента мощности и построение его имитационной модели в среде Matlab/Simulink 154

Д.А. Корольский, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко

Анализ динамических свойств реверсивного преобразователя в источнике питания светодиодного светильника повышенной надежности 157

И.П. Орлянский, С.М. Семенов Сравнение адаптивного и неадаптивного алгоритма поиска точки максимальной мощности в системе солнечной энергетики	161
В.О. Оскирко, А.П. Павлов, А.С. Гренадеров, А.Н. Захаров Новые решения в области электропитания дуальных магнетронных распылительных систем.....	164
П.П. Ананьев, В.В. Аржанов, К.В. Аржанов, В.М. Рулевский, А.Г. Юдинцев Разработка аппарата магнитно-импульсной обработки руды.....	168
С.П. Шкарупо, А.Ю. Мишина, Н.О. Студенков, М.У. Эгамбердиев Измерение сопротивления импеданса химических источников тока с применением импульсного сигнала	170
Н.О. Студенков, С.П. Шкарупо Универсальная зарядная станция для электротранспорта	171
В.Д. Семенов, А.Е. Кебекбаев Математическая модель обратного преобразователя с активным клампом на основе уравнений переменных состояния	173
А.К. Матолыгин, В.А. Кабиров, Н.П. Винтоняк, С.С. Тюнин, В.Д. Семенов Реализация цифровой системы управления высоковольтной системы электропитания космического аппарата	176
Е.В. Алексеев, Г.Г. Жук, Д.Е. Миненко, А.В. Убайчин, А.А. Коколов Особенности измерения относительного уровня второй и третьей гармоник в двухканальных усилителях квадратур сигналов	178
Г.Г. Жук, Е.В. Алексеев, Д.Е. Миненко, А.В. Убайчин Методика измерения фазовой ошибки квадратурного демодулятора	1180
Д.Е. Миненко, Е.В. Алексеев, Г.Г. Жук, А.В. Убайчин Способ измерения коэффициента усиления в двухканальных усилителях квадратур сигналов	182
А.В. Убайчин, Г.Г. Жук, Е.В. Алексеев, Д.Е. Миненко, А.А. Коколов Методика измерения шумов активных смесителей.....	183
В.А. Шарыгин, В.Д. Семенов, В.А. Кабиров Однотактный резонансный преобразователь с частотным управлением	186
В.В. Игнатенко, А.Г. Юдинцев Сравнение непрерывных и дискретных моделей преобразователя понижающего типа.....	191

Секция 9

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – Окс Ефим Михайлович, д.т.н., профессор, зав. каф. физики

А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков, Д.Б. Золотухин, Е.М. Окс, П.В. Алексеевский, Д.А. Голосов, С.М. Завадский Формирование нитрида облучением титана электронным пучком в азотной среде	195
П.В. Алексеевский, И.Ю. Бакеев Генерация электронного пучка плазменным источником с одиночным эмиссионным каналом при повышенных давлениях форвакуумного диапазона.....	197
П.П. Кизириди, В.П. Фролова Экспериментальная установка для исследования плазмы дуги с электродами из многокомпонентных соединений	199
С.А. Останин, А.Н. Гладышева Параметры пучковой плазмы, генерируемой сфокусированным электронным пучком в форвакуумной области давлений	202
А.В. Казаков, А.В. Медовник, Т.Э. Юлдашбаев Исследование возможности формирования керамических покрытий на полимерных материалах методом испарения керамической мишени квазинепрерывным электронным пучком в форвакууме.....	205
Н.А. Прокопенко, В.П. Фролова Результаты экспериментальных исследований дугового разряда с многокомпонентными катодами на основе меди и хрома.....	208
Д.Б. Золотухин, Ю.Г. Юшков, А.В. Тюньков О возможности генерации пучково-плазменного разряда в диэлектрической полости при давлениях среднего вакуума.....	210
А.А. Зенин Применение форвакуумного плазменного источника электронов для сварки стекла.....	213

Секция 10

БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – Костюченко Евгений Юрьевич, к.т.н., доцент. каф. КИБЭВС

Е.С. Киселева, М.П. Бороненко, В.И. Зеленский

Диагностика эмоционального состояния человека методом пупиллометрии..... 216

Ю.Д. Сытник, Ли Линь, Ф.А. Губарев

Анализ динамики прозрачности жидкой среды методом цифровой корреляции спекл-изображений..... 220

С.С. Харченко, Д.И. Новохрестова, Е.Ю. Костюченко

Проблема сегментации на фонемы при оценке качества произнесения слогов
в рамках речевой реабилитации 223

Секция 11

ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА

Председатель секции – Задорин Анатолий Семёнович, д.ф.-м.н., профессор каф. РЗИ

А.А. Аллаберганов, М.Ю. Катаев

Многофункциональный исследовательский комплекс решения задач анализа текстовой информации 227

А.Д. Парфенова, Ю.С. Андреев, Ю.В. Михайлова, Ю.Ю. Смирнов

Разработка светодиодного информационного табло (светодиодный светофор) 229

Р.Р. Габдрахимова, Е.С. Киселева

Оптоэлектронная система контроля психофизических параметров 231

С.Б. Кокабаева, Н.Д. Хатъков

Определение деформаций объекта дистанционным методом 233

К.П. Мельник, А.А. Тик, В.А. Краковский

Влияние градиента температурного поля при выращивании кристаллов КТР
из раствора-расплава на их качество..... 236

А.М. Шерстобитов

Программный комплекс для обработки сигналов импульсного когерентного
доплеровского лидара в реальном времени..... 239

А.С. Задорин

Протокол временного кодирования $t\text{b}$ -кубитов для системы квантового распределения ключей..... 242

А.С. Задорин, Н. Аманбаев, А.А. Кожушко

Модель системы комбинированной стабилизации частоты оптоэлектронного СВЧ-автогенератора 245

Секция 12

ОРГАНИЧЕСКАЯ И НЕОРГАНИЧЕСКАЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СВЕТОТЕХНИКА

Председатель секции – Туев Василий Иванович, д.т.н., профессор, зав. каф. РЭТЭМ

М.В. Андреева, Е.С. Ганская, Е.С. Гайбович, А.И. Черепнев

Пространственное распределение коррелированной цветовой температуры
светодиодной лампы общего применения..... 249

К.В. Тепляков, М.В. Андреева, К.Н. Афонин, Е.С. Ганская

Результаты моделирования тепловых характеристик светодиодного излучающего элемента 252

М.В. Андреева, Е.С. Ганская, Д.К. Нуриев, К.В. Тепляков

Исследование оптических характеристик люминофорных композиций
для белых светодиодов и светодиодных излучающих элементов..... 255

А.Ю. Олисовец, В.И. Туев, С.П. Шкарупо, Д.А. Решетов

Разработка устройства питания светодиодных источников света
с повышенным коэффициентом мощности 258

О.Ф. Задорожный, В.Н. Давыдов

Уровни размерного квантования в квантовых ямах различного профиля 260

Ю.В. Юлаева, А.А. Юлаев

Разработка светотехнической модели и исследование светотехнических характеристик
светодиодного излучающего элемента и светодиодных ламп..... 263

Секция 13

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Председатель секции – Газизов Тальгат Рашитович, д.т.н., зав. каф. ТУ

Л.К. Болатова	
Алгоритм и программа для квазистатического анализа регулярной разбалансированной дифференциальной линии в воздухе.....	267
Е.Б. Черникова, А.О. Белоусов	
Особенности модальных фильтров на основе зеркально-симметричных структур.....	269
А.В. Демаков	
Обзор коаксиальных камер для измерения эффективности экранирования композитных материалов.....	272
Рустам Р. Газизов, Руслан Р. Газизов	
Влияние длительности сверхкороткого импульса на выявление и локализацию экстремумов сигнала в микрополосковой С-секции при моделировании с учетом потерь.....	275
Ч.Л. Хомушку, Р.Р. Газизов	
Локализация экстремумов сверхкоротких импульсов от источника преднамеренных воздействий в шине печатной платы космического аппарата.....	277
М.В. Храмцов, А.М. Заболоцкий	
Моделирование схем защиты для цепей электропитания на основе модальных фильтров и варисторов.....	280
С.Х. Карри, Р.С. Суровцев	
Анализ рассеяния мощности сверхкороткого импульса в витке меандровой линии задержки.....	283
А.А. Квасников, Е.В. Лежнин, S. Raguin	
Совершенствование программного модуля оценки эффективности экранирования корпусом.....	286
А.А. Квасников, С.П. Куксенко	
Совершенствование алгоритма вычисления матрицы погонных сопротивлений линии передачи.....	290
Б.С. Мухамбетжанова, Р.Р. Газизов	
Локализация максимумов N -норм в шине печатной платы.....	293
И.И. Николаев, М.Е. Комнатнов	
Сравнительный анализ влияния поперечного сечения силовой шины электропитания на её погонные параметры.....	295
К.П. Малыгин, А.В. Козин, А.В. Носов, Р.С. Суровцев	
Однокритериальная оптимизация защитных меандровых линий генетическим алгоритмом.....	298
М.А. Самойличенко	
Моделирование модального фильтра с пассивным проводником в опорной плоскости при разной толщине подложки.....	302
А.А. Собко	
Обзор пассивных устройств подавления кондуктивных электромагнитных помех.....	304
А.А. Собко, А.В. Осинцев	
Лабораторный макет датчика тока и напряжения на отечественном микроконтроллере K1986BE92Q1.....	308
Е.А. Сердюк, Р.С. Суровцев	
Выражения для аналитической оценки формы и амплитуды импульсного сигнала в витке меандровой линии задержки.....	312
А.В. Демаков, М.А. Зуева	
Обзор экранирующих материалов.....	315
Ш.В. Куулар, Р.Р. Хажибеков, Е.Б. Черникова	
Моделирование модального фильтра для защиты входных цепей пикосекундного локалатора.....	318
В.Н. Башкиров, Е.С. Волкова, В.А. Скворцов, В.С. Шабалов	
Выбор испытательных параметров при оценке устройств АСУ по ЭМС.....	321
В.Р. Шарафутдинов	
Разработка перспективных устройств с учетом электромагнитной совместимости.....	323
А.А. Иванов	
Анализ и сравнение аналитических методов оценки эффективности экранирования корпусов с перфорированной стенкой.....	328
Р.А. Кремзер, А.В. Бадьин	
Поглотители КВЧ-излучения, полученные по аддитивной технологии.....	333
М.В. Рыжова	
Аналитические выражения для вычисления временного отклика трехпроводной линии передачи на воздействие в форме трапеции.....	335
Г.Е. Кулешов, А.В. Сбродов	
Электромагнитный отклик от композиционных покрытий на основе карбонильного железа с многостенными углеродными нанотрубками и ферритами.....	338

Научное издание

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

XIV Международная научно-практическая конференция

28–30 ноября 2018 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

Верстка В.М. Бочкаревой
Корректор В.Г. Лихачева

Издательство «В-Спектр»
Подписано к печати 25.11.2018.
Формат 70×100¹/₁₆. Печать трафаретная.
Печ. л. 21,75. Тираж 100 экз. Заказ 41.

Издано ТУСУР
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, к. 205, ГК. Тел. (382-2) 70-15-24.

Издательство «В-Спектр». ИНН 7017129340
634055, Томск, пр. Академический, 13-24. bvm@sibmail.com
