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







ТРИНАДЦАТАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

ЗЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Материалы докладов

Г. Томск 29 ноября —1 декабря 2017 г

В двух частях

ЧАСТЬ 1



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

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

XIII Международная научно-практическая конференция,

посвященная 55-летию ТУСУРа

29 ноября – 1 декабря 2017 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

В-Спектр Томск – 2017 УДК 621.37/39 + 681.3 ББК (Ж/О) 32.84.85.965 Э 45

Э 45 Электронные средства и системы управления: материалы докладов XIII Международной научно-практической конференции (29 ноября – 1 декабря 2017 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2017. – 306 с.
 ISBN 978-5-91191-362-5
 ISBN 978-5-91191-363-2 (Ч. 1)

Сборник содержит материалы докладов, представленных на XIII Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.), по следующим направлениям: радиотехнические и телекоммуникационные системы; наноэлектроника CBЧ; нанотехнологии в электронике; антенны и микроволновые устройства CBЧ; 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 № 17-07-20564

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

ISBN 978-5-91191-362-5 ISBN 978-5-91191-363-2 (Y. 1)

> © ТУСУР, 2017 © Коллектив авторов, 2017

ГЕНЕРАЛЬНЫЙ СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ООО «КЕЙСАЙТ ТЕКНОЛОДЖИЗ»



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

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

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

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

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

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

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

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

Генеральный директор ООО «Кейсайт Текнолоджиз» Смирнова Галина Владимировна

АО «ПКК МИЛАНДР»



АО «ПКК Миландр» (г. Зеленоград) является одним из ведущих предприятий радиоэлектронного комплекса России. Основная специализация компании – реализация проектов в области разработки и производства изделий микроэлектроники (микроконтроллеры, микропроцессоры, микросхемы памяти, микросхемы приемопередатчиков, микросхемы преобразователей напряжения, радиочастотные схемы), универсальных электронных модулей и приборов промышленного и коммерческого назначения, разработки программного обеспечения для современных информационных систем и изделий микроэлектроники.

Отличительная особенность предприятия – это обеспечение создания интегральных микросхем и электронных модулей от процессов проектирования и производства инновационных продуктов, востребованных рынком, до постоянного технического сопровождения всех реализованных проектов.

В течение последних десяти лет «Миландром» выполнено более 220 опытно-конструкторских работ в интересах аппаратурных промышленных предприятий. Разработано и доведено до серийного выпуска 363 типономинала интегральных микросхем.

Основными потребителями изделий под маркой «Миландр» являются российские приборостроительные предприятия – изготовители аппаратуры связи, радиотехнических систем, бортовых вычислителей и систем телеметрии.

«Миландр» имеет свои представительства в городах: Москва, Нижний Новгород, Воронеж, Екатеринбург и Солнечногорск.

Офисные и производственные помещения, занимаемые компанией, составляют свыше 7 000 м².

В коллективе компании работают свыше 550 высококвалифицированных специалистов, включая 23 кандидата наук.

Система менеджмента качества предприятия соответствует требованиям ГОСТ ISO 9001–2011 и распространяется на разработку и производство интегральных микросхем; пьезоэлектрических приборов и электромеханических фильтров, металлокерамических корпусов интегральных микросхем, многокристальных модулей и микросборок, источников вторичного электропитания и радиоэлектронной аппаратуры.

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Сопредседатели секции – Шарыгин Герман Сергеевич, д.т.н., профессор каф. РТС, Тисленко Владимир Ильич, д.т.н., профессор каф. РТС

УДК 621.317.7.023

Т. Абдирасул уулу, Е.В. Алексеев, Г.Г. Жук, Д.Е. Миненко, А.В. Убайчин

Практические аспекты реализации радиометрического приемника S-диапазона на основе супергетеродинного метода приема

Приводится способ создания супергетеродинного СВЧ-приемника микроволновой радиометрической системы, предназначенной для исследования природных сред. Приведена структурная схема разработанного приемника радиометрической системы *S*-диапазона. Представлены спроектированные макеты печатных узлов. Описан процесс сборки и отладки блока промежуточной частоты. Представлены результаты серии экспериментов по исследованию характеристик блока промежуточной частоты.

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

Особое место в исследованиях природных сред занимает микроволновая радиометрия как один из методов изучения различных внутренних физических явлений и природных образований путем измерений электромагнитных колебаний в диапазоне СВЧ, вызванных тепловыми колебаниями заряженных частиц в структуре вещества [1–3]. В основе радиометрических измерений находится аппаратная часть, технические характеристики которой, помимо методологических решений по обработке полученных данных, определяют метрологический уровень результатов проведенных исследований [4].

При радиометрических измерениях необходимо учитывать случайные вариации параметров аппаратуры [5]. Они обусловлены, с одной стороны предельным усилением, составляющим порядка 120 дБ по всему измерительному тракту, а с другой – одинаковой природой измеряемых сигналов и собственных тепловых шумов приемника. Уменьшение влияния изменений параметров на системном уровне в радиометрических системах на сегодняшний день достигается путем применения в радиометре нулевого метода измерений [6].

Помимо задач стабилизации параметров приемников, существует необходимость повышения электромагнитной совместимости радиометрических систем. Особой актуальностью решение этой задачи обладает для систем, рабочая полоса частот которых находится в *L*- и *S*-диапазонах [7–10]. Один из вариантов решения задачи повышения электромагнитной совместимости заключается в необходимости выделения узких полос частот, предназначенных для средств радиоастрономии, дистанционного зондирования и т.д., в которых нет побочных источников детерминированного электромагнитного излучения, например радиосвязи, радиолокаторов и т.д. В связи с этим, актуальной задачей является создание радиометрических приемников с рабочей полосой частот, составляющей 1–3% от центральной [10].

Реализация узких полос пропускания достигается в приемниках прямого усиления путем применения многозвенных фильтров, состоящих из шести и более резонаторов, что приводит к повышению затухания в тракте, увеличению габаритов, массы, стоимости и т.д. [11].

Классическим способом для формирования узких полос в приемниках является перенос рабочей частоты в низкочастотную область спектра. В данной работе приводится вариант построения супергетеродинного приемника для микроволновой радиометрической системы на основе нулевого метода измерений.

Структурная схема

Согласно проведенным ранее исследованиям, нулевой метод является одним из наиболее оптимальных для создания микроволновых радиометров [12]. Нашим коллективом разработаны технические решения в области реализации модификации нулевого метода измерений в микроволновых радиометрах [12].

Следует отметить, что во многих источниках, посвященных нулевым радиометрам [13–15], упоминается о применении супергетеродинных приемников, однако практических реализаций таковых в проведенном обзоре литературы отмечено не было.

Для восполнения этого пробела применительно к технике нулевых радиометрических систем и повышения эффективности их применения разработана структурная схема супергетеродинного приемника нулевого микроволнового радиометра. Структурная схема приемника представлена на рис. 1.

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



Рис. 1. Структурная схема супергетеродинного приемника

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

Практическая реализация

Процесс разработки приемника осуществлен поэтапно. Это подразумевает проектирование отдельных устройств (подмодулей), входящих в состав приемника, с целью их последующей настройки оптимизации и сбора в единый модуль [6, 7]. Основные подмодули представляют собой смеситель для переноса измеряемого сигнала из диапазона СВЧ в область нижних частот. Макет смесителя реализован на микросхеме HMC-175MS8. Работоспособность макета смесителя устанавливалась на экспериментальной установке, включающей в себя генератор шума М31305-1, выполняющего функцию источника входного сигнала, гетеродин (измеритель модуля коэффициента передачи и отражения панорамный, Р2М-3200) и анализатор спектра R&DFS300 для оценки спектра сигнала на выходе смесителя.

Примененная микросхема для реализации смесителя позволяет осуществлять перенос частоты в диапазоне от 1,7 до 4,5 ГГц с соответствующим диапазоном промежуточных частот 0–1 ГГц. Ослабление сигнала на преобразование составляет 8–11 дБ.

УПЧ выполнен на основе малошумящего усилителя GALI-S66+, данный усилитель удовлетворяет требованиям разрабатываемого устройства рядом технических характеристик, таких как диапазон усиления (0–3 ГГц), усилением в рабочей полосе (15–18 дБ), удовлетворительный коэффициент шума (2,4 дБ), корпус для поверхностного монтажа (SOT-89). Топология макета усилителя промежуточной частоты показана на рис. 2.



Рис. 2. Топология макета УПЧ

Реализация требования электромагнитной совместимости осуществляется путем фильтрации принимаемых сигналов в области промежуточных частот. Это достигается путем применения двух последовательно включенных ФНЧ₁ и ФНЧ₂. ФНЧ реализованы на основе интегральных фильтров LFCV-45 + (рабочий диапазон от 0 до 80 МГц) и LFCN-225 + (рабочий диапазон от 0 до 350 МГц).

По спроектированным топологическим моделям изготовлены макеты фильтров. На рис. 3 и 4 приведены передаточные характеристики ФНЧ₁ и ФНЧ₂ соответственно.



Рис. 3. Передаточная характеристика ФНЧ1

Как видно из графика АЧХ (см. рис. 3) частота среза ФНЧ₁ составляет 80 МГц. Характеристика его внеполосного затухания не удовлетворяет заданным требованиям в пределах рабочей полосы частот усилителя промежуточной частоты, так как выше 900 МГц у данного фильтра возникает нежелательная вторая полоса пропускания. Следовательно, с учетом широкой полосы УПЧ (0–3 ГГц), необходимо обеспечить дополнительное ослабление сигнала в рабочей полосе УПЧ. Для этого применен фильтр с более широкой полосой пропускания и с достаточно большим ослаблением сигнала в высокочастотной области рабочей полосы.

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.



Таким образом, обеспечивается достаточное ослабление сигнала в более широком диапазоне частот, что находится далеко за пределами рабочего диапазона УПЧ. Последовательное подключение этих фильтров обеспечивает формирование требуемой полосы частот с удовлетворительным внеполосным затуханием на зеркальных каналах. $\Phi H \Psi_2$, частота среза которого равна 350 МГц, обеспечивает минимальное затухание полезных сигналов в частотном диапазоне 0–350 МГц и обладает ослабление м вне рабочего диапазона в усредненном значении минус 35 дБ в полосе до 5–7 ГГц. Комбинированное использование двух этих фильтров дает лучший эффект в частотной избирательности приемника. На рис. 5 приведена результирующая АЧХ блока ПЧ.



Рис. 5. Передаточная характеристика приемника

В соответствии с концепцией разработки полученная передаточная характеристика удовлетворяет требованиям, о которых говорилось в начале статьи. Блок ПЧ обеспечивает избирательность на уровне 1–3% в рабочем S-диапазоне частот. Также приемник обладает усилением 43 дБ в рабочем диапазоне частот и достаточным ослаблением вне рабочей полосы.

Недостатком приведенной системы, как и всех супергетеродинных приемников, являются повышенные собственные шумы. Однако в разработанной структурной схеме этот недостаток нивелируется за счет установки МШУ во входную часть радиометра.

Заключение

Спроектирован супергетеродинный приемник для радиометра нулевого метода измерений. Разработана структурная схема приемника радиометрической системы S-диапазона. Спроектированы макеты печатных узлов с учетом электромагнитной совместимости СВЧ- и НЧ-элементов. Разработка макетов осуществлена с применением элементной базы зарубежного производства наряду с отечественными электронными компонентами. Этот факт является недостатком представленного технического решения. Изготовлены макеты печатных плат. Проведены сборка и монтаж блока ПЧ. Проведен ряд экспериментов по исследованию характеристик блока ПЧ.

Результаты серии экспериментальных измерений проанализированы, сравнительный анализ основных параметров показал следующее:

 – разработанный приемник обладает усилением
 43 дБ (типовое значение усиления высокочастотного тракта радиометрических приемников составляет 50–60 дБ),

 обеспечена рабочая полоса в 80 МГц, что находится в пределах 1–3% от S-диапазона частот,

 ослабление сигнала вне рабочей полосы составляет 55 дБ.

В дальнейшем планируется серия лабораторных испытаний. Лабораторные испытания включают в себя исследования чувствительности и долговременной и температурной стабильности разработанного приемника. Разрабатывается блок входной сверхвысокочастотной части радиометрической системы *S*-диапазона. Проводятся эксперименты по реализации режима широкополосного сканирования по частоте при исследовании природных сред на основе разработанного приемника.

Благодарности

Авторы выражают свою признательность коллективу СКБ «Смена» за неоценимую помощь в организации работ и техническую поддержку. Профессору Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники А.В. Филатову (кафедра TOP) за полезное обсуждение материалов статьи.

Литература

1. Убайчин А.В., Филатов А.В. Многоприемниковые микроволновые радиометрические системы на основе модифицированного метода нулевых измерений. – Томск: ТУСУР, 2014. – 154 с.

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

3. Краус Дж Д. Радиоастрономия / пер. с англ.; под ред. В.В. Железнякова. – М.: Сов. радио, 2007. – 456 с.

4. Абдирасул уулу Т., Убайчин А.В., Алексеев Е.В. и др. Разработка концепции передачи информационных сообщений посредством недетерминированых радиосигналов тепловой природы // 26-я Междунар. Крым. конф.

«СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016), Севастополь, 4–10 сентября 2016 г.: матер. конф.: в 13 т. – Москва; Минск; Севастополь, 2016. – Т. 1. – 170 с.

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

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

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

8. Camps A., Tarongi J.M. Microwave radiometer resolution optimization using variable observation times // Remote Sensing. -2010. - Vol. 2. - PP. 1826-1843.

9. Анализ СВЧ-радиометрических данных L-диапазона, полученных в эксперименте на РС МКС/ А.Б. Аквилонова, М.Т. Смирнов, О.О. Кузнецов, А.А. Халдин // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2013. – Т. 10, № 2. – С. 252–262. 10. Космические радиометры *L*-диапазона/ Н.А. Арманд, М.Т. Смирнов, Ю.Г. Тищенко и др. // Космонавтика и ракетостроение. – 2008. – № 2. – С. 39–43.

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

12. Алексеев Е.В., Жук Г.Г., Убайчин А.В. Разработка блока низкочастотной обработки сигналов модифицированного нулевого микроволнового радиометра // матер. конф. «Научная сессия ТУСУР–2015». – Т. 1 – С. 222–232.

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

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

15. Filatov A.V., Ubaichin A.V. The dynamic properties of a digital radiometer system and its operating efficiency // Measurement Techniques. -2012. -Vol. 54. -N 10. -PP. 1-6.

УДК 621.3.083.5

Е.В. Алексеев, Т. Абдирасул уулу, Д.Е. Миненко, А.В. Убайчин

Блок низкочастотной обработки сигналов микроволновой радиометрической системы

Представлена разработанная структурная схема универсального блока низкочастотной обработки сигналов микроволновой радиометрической системы. Приведены особенности реализации основных частей универсального блока низкочастотной обработки. Даны практические рекомендации для разработки специализированных блоков низкочастотной обработки.

Ключевые слова: радиометрическая система, дистанционное зондирование, исследование природных сред, аналоговая обработка сигналов, радиометрические измерения, сдвиг уровня, операционные усилители.

Среди широкого класса прикладных радиоизмерительных задач, выполняемых при помощи техники микроволнового диапазона, особое место занимают измерения, связанные с оценкой параметров собственного электромагнитного излучения природных сред, объектов и феноменов. Данные измерения позволяют решать специфические задачи дистанционного измерения температуры, контроля окружающей среды, экологического мониторинга, неразрушающего контроля, ранней неинвазивной медицинской диагностики и некоторых специальных приложений. В каждом из перечисленных приложений для реализации измерений используются специализированные приемники электромагнитного излучения – микроволновые радиометры.

Микроволновые радиометрические системы основаны на приеме и обработке электромагнитного теплового излучения объекта, что обусловливает их общую структуру, которая состоит из антенны, радиометрического приемника, низкочастотного блока и устройства управления [1]. Большую роль в обеспечении заданного при проектировании уровня метрологических характеристик радиометров играет блок низкочастотной обработки сигналов [2].

В представленной работе рассмотрена структурная схема универсального блока низкочастотной обработки сигналов для микроволновых радиометров различных типов.

Для обеспечения заданного уровня метрологических характеристик блока низкочастотной обработки необходимо обеспечить стабильность выполнения следующих функций: усиления, фильтрации и оцифровки продетектированных сигналов, поступающих с радиометрического приемника.

Обобщенная структурная схема микроволновой радиометрической системы, представленная на рис. 1, состоит из антенны (А), приемника (ПР), низкочастотного блока (НЧБ) и устройства управления (УУ).

Блок низкочастотной обработки сигналов (выделен пунктиром на рис. 1) состоит из предварительного усилителя ПУ, усилителя постоянного тока

УПТ, синхронного фильтра СФ и аналого-цифрового преобразователя АЦП.



Рис. 1. Структурная схема микроволнового радиометра

Вход НЧБ связан с выходом радиометрического приемника, последним звеном которого является детектор. Типовое усиление в радиометрическом приемнике составляет 50–70 дБ, что обеспечивает выходное напряжение на детекторе порядка 5–20 мкВ при исследовании природных сред с шумовой температурой до 300 К [3]. Эта особенность обусловливает необходимость применения прецизионного малошумящего усилителя для увеличения амплитуды продетектированных сигналов [4, 5].

Усиление шумового сигнала с постоянной составляющей, обусловленной собственными шумами радиометрического приемника и шумами антенны, приводит к необходимости коррекции уровня сигнала. Эта операция также осуществляется в блоке ПУ.

Для выполнения этих функций применен предварительный усилитель с внешней компенсацией сдвига на основе микросхемы TL072C в инвертирующем включении, схема электрическая принципиальная которого представлена на рис. 2 [6].

Выбор номиналов резисторов произведен в соответствии с критериями технической документации на операционный усилитель [7]. Для обеспечения режима управления напряжением на неинвертирующем входе *DA*1.*B* резистор *R*6 выбирается исходя из критерия

$$R6 \ll R5 + R8$$
. (1)

С учетом (1) и номиналов *R*5 и *R*8 номинал резистора *R*6 выбран равным 470 кОм.

Использование инвертирующего включения операционных усилителей обусловлено повышенными требованиями к линейности передаточной характеристики детектора. Линеаризация достигается за счет изменения коэффициента передачи ПУ, путем изменения его входного сопротивления, обусловленного изменяющимся выходным сопротивлением детектора [8].

Усилитель постоянного тока осуществляет операции усиления сигнала в полосе частот 0–1,5 МГц и выполнен на основе операционного усилителя *TL*072C в инвертирующем включении. Схема электрическая принципиальная усилителя постоянного тока представлена на рис. 3.



Рис. 2. Схема электрическая принципиальная предварительного усилителя: *R*1 – 5,1 кОм; *R*2 – 250 кОм; *R*3 – 22 кОм; *R*4 – 25 кОм; *R*5 – 51 кОм; *R*6 – 470 кОм; *R*7 – 22 кОм; *R*8 – 22 кОм; *R*9 – 25 кОм; *R*₁₀ – 51 кОм; *DA*1 – TL072C



Рис. 3. Схема электрическая принципиальная схема усилителя постоянного тока: *R*1 – 510 Ом; *R*2, *R*3 – 5,1 кОм; *R*4 – 100 кОм; *D*A1 – *TL*072C

Для использования полного динамического диапазона аналого-цифрового преобразователя суммарный коэффициент усиления НЧБ составляет 200 ($K_{y1} = 10$ и $K_{y2} = 20$) [9].

Для обеспечения возможности работы НЧБ в радиометрах различных типов (компенсационном, модуляционном и нулевом) необходимо обеспечить три и более блоков динамического интегрирования (синхронных фильтров). В данной реализации они выполнены на основе аналогового мультиплексора ADG1204 и представлены на рис. 3 [10, 11].

Аналоговый мультиплексор подключает выходы S1, S2, S3, S4 к общему входу D в зависимости от состояния управляющего двоичного сигнала устройства управления, который поступает через входы A1 и A0. Вход EN является разрешающим. Динамическое интегрирование осуществляется за счет последовательного подключения конденсаторов через соответствующие выводы к резистору R1. При этом происходит аналоговое усреднение принимаемого шумового сигнала соответствующего уровня [12].

Оцифровка сигнала осуществляется при помощи аналого-цифрового преобразователя ADS7887. В данной реализации блока низкочастотной обработки сигналов можно реализовать два вида интегрирования: аналоговое и цифровое. Эта особенность также обусловлена универсальностью НЧБ.



Рис. 4. Структурная схема синхронного фильтра: C1, C2 , C3 , C4 – 1 мкФ; R1 – 200 кОм; DD1 – ADG1204

Заключение

В представленной работе приведена структурная схема универсального блока низкочастотной обработки сигналов микроволновых радиометров. Освещены аспекты разработки отдельных функциональных блоков НЧБ. Приведены перечень и вариант реализации функции НЧБ для обеспечения универсальности применения.

Даны практические рекомендации для разработки новых версий специализированных блоков низкочастотной обработки. Приведен вариант реализации предварительного усилителя, обеспечивающего линеаризацию амплитудной характеристики микроволнового радиометра по методике, описанной в [13].

В настоящее время осуществляется серия лабораторных испытаний разработанного НЧБ. Планируется серия полевых исследований в составе радиометрических систем различных типов.

Благодарности

Авторы выражают свою признательность профессору Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники А.В. Филатову (кафедра ТОР) за полезное обсуждение материалов статьи, зав. каф. КУДР А.Г. Лощилову за ценные консультации и всему коллективу СКБ «Смена» за неоценимую помощь в организации работ по практической реализации устройства и техническую поддержку.

Литература

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

2. Алексеев Е.В., Жук Г.Г., Убайчин А.В. Разработка блока низкочастотной обработки сигналов модифицированного нулевого микроволнового радиометра // Матер. конф. «Научная сессия ТУСУР–2015». – Т. 1. – С. 222–232.

3. Алексеев Е.В., Анишин М.Н., Газитов С.Р. и др. Радиометрический приемник для радиотеплолокационной системы 3-мм диапазона длин волн // 26-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4–10 сентября 2016 г.: матер. конф.: в 13 т. – Москва; Минск; Севастополь, 2016. – Т. 1. – 170 с.

4. Korolev A.M. A Measuring Square-Law Diode Detector / A.M. Korolev, A.N. Korol, A.V. Poladich, V.I. Shkodin / Instruments and Experimental Techniques. – 2009. – Vol. 52, No. 6. – PP. 793–795.

5. Многоприемниковые микроволновые радиометрические системы на основе модифицированного метода нулевых измерений / А.В. Убайчин, А.В. Филатов. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2014. – 154 с.

6. Краус Дж Д. Радиоастрономия / пер. с англ.; под ред. В.В. Железнякова. – М.: Сов. радио, 2007. – 456 с.

7. Техническая документация на операционный усилитель TL072 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ti.com/product/TL072/datasheet (дата обращения: 11.05.17).

8. Филатов А.В. Радиометрические системы нулевого метода измерений / А.В. Филатов. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 276 с.

9. Мамий А.Р. Операционные усилители / А.Р. Мамий, В.Б. Тлячев. – Майкоп: АГУ, 2005. – 192 с.

 Фрейтер Р.Н. Синхронный интегратор и демодулятор // Приборы для научных исследований. – 1965. – Т. 36. – № 5. – С. 53–57

11. Ипатов А.В., Берлинг А.Б. Низкочастотное выходное устройство радиоастрономического приемника с синхронным интегратором // Изв. вузов. Радиофизика. – 1973, Т. 16, № 5. – С. 712–715.

12. Техническая документация на аналоговый мультиплексор ADG1204 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.analog.com/ru/products/switches-multiplexers/analog-switches-multiplexers/adg1204.html (дата обращения: 12.05.17).

13. Федосеев Л.И. и др. Радиометр 3-миллиметрового диапазона длин волн с модулятором-калибратором // Изв. вузов. Радиофизика. – 2007. – Т. 50, № 10. – С. 948–953. УДК 621.391

Е.Д. Бычков

Метод регистрации и оценка состояния канала связи на основе концепций мягких вычислений

Рассматривается регистрация двоичного элемента в дискретном канале со стиранием с использованием нелинейной шкалы, которая сконструирована на основе нечеткой функции принадлежности, концепции теории нечетких множеств. Показан источник потерь информации двоичного элемента при его регистрации традиционным способом. Приведен механизм компенсации потерь информации на основе нелинейной шкалы. Ключевые слова: дискретный канал, нечеткая шкала, информация.

Задаче повышения эффективности регистрации единичных двоичных элементов посвящено множество работ [1–6], в которых казалось бы решены все основные проблемы при принятии решения о состоянии единичного элемента, т.е. «0» или «1». Однако появление усовершенствованных аппаратных и программных средств, основанных на новых элементных базах и математических концепциях, позволяет по-другому подойти к решению этой задачи с более эффективными результатами. Рассмотрим дискретный канал связи (рис. 1). В приемной части канала устройства преобразования сигналов (УПС) содержится пороговое устройство (ПУ). Оно предназначено для ограничения сигнала после демодулятора с целью достоверной регистрации единичного элемента. При этом, следует отметить, что теряется часть информации о сигнале, которая может быть и существенной. Рассчитаем потерю количества информации на единичный элемент после ПУ.



Рис. 1. Структурная схема системы передачи дискретных сообщений

Дифференциальная энтропия сигнала с помехой y(t) до порогового устройства ПУ (точка «*b*») или на выходе канала КПТ при условии нормального распределения искажений соответствует выражению [7–9]

$$h(y) = \log_2 \sigma_y \sqrt{2\pi} + \frac{1}{2} \log_2 e = \log_2 \sigma_y \sqrt{2\pi e}$$
, бит.

Энтропия сигнала на выходе полунепрерывного канала (точка «d» на рис. 1), т.е. после порогового устройства ПУ, определяется следующим образом.

Известно, что при прохождении сигнала y(t) через ПУ ограничивается его пиковая мощность, следовательно, можно предположить, что меняется и закон распределения вероятности плотности сигнала y'(t) на симметричный равномерный закон w(y) = 1/2a. Дифференциальная энтропия сигнала с равномерным распределением после ПУ имеет вид [7, 8]

$$h(y') = \log_2 2a = \log_2 \sigma_{y'} 2\sqrt{3}.$$

Разность дифференциальных энтропий сигналов каналов КПТ и полунепрерывного определяется выражением

$$\Delta h = h(y) - h(y') = \log_2 \sigma_Y \sqrt{2\pi e} - \log_2 \sigma_{Y'} 2\sqrt{3} =$$
$$= \log_2 \frac{\sigma_Y}{\sigma_{Y'}} \sqrt{\pi e/6}, \text{ бит/отсчет.}$$
(1)

Разность энтропий Δh есть количество потерянной информации на отсчет о состоянии сигнала после его ограничения ПУ. Если $\sigma_y = \sigma_{y'}$, то потеря информации на каждый отсчет принятого сигнала составит

$$\Delta h = \log_2 \sqrt{\pi e/6} \cong 0,254 \,\text{бит/отсчет.}$$
(2)

Следует отметить, что разность дифференциальных энтропий эквивалентна доли длительности краевых (дроблений) искажений отсчета Δt_i сигнала, $\Delta h \equiv \gamma_i$. Будем считать, что $\Delta t_{i-1} = \Delta t_i = \Delta t_{i+1}$, i = 1..., kв интервале длительности сигнала *T*. Тогда среднее

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

значение краевых искажений за интервал длительности сигнала *T* составит

$$\gamma = \frac{\Delta t \cdot k \cdot \gamma_k}{T}.$$
 (3)

Таким образом, при гипотезе о равномерной плотности вероятности распределения сигнала на выходе порогового устройства и равенстве дисперсий $\sigma_y = \sigma_{y'}$ краевые искажения за интервал, *T* могут составить $\gamma \ge 25,4\%$.

Потери информации за интервал T от действия порогового устройства можно компенсировать (точка «*c»* рис. 1), используя устройство оценки значимости отсчетов сигнала (в интервале [0, 1]) в моменты стробирования (дискретизации) интервала T. Для решения этой задачи предлагается использовать в устройстве нелинейную шкалу, по которой будет оцениваться значимость каждого отсчета. Данная шкала строится на основе концепций теории нечётких множеств, т.е. представляется в виде специально сконструированной унимодальной функции принадлежности $\mu_{G^{(1)}}(u)$ [10], по которой оценивается принятие сигналов $\mu_{Z}[U(t_{k})]$, затем методом нечеткого интегрирования функции $\mu_{Z}[U(t_{k})]$ принима-

ется решение о типе двоичных сигналов «О» или

«1» за интервал времени *T* [11]. Процесс оценивания сигнала приведен на рис. 2.

Процедура формирования нечеткой меры множества $\tilde{U}(t_k)$ через вычисление нечеткого интеграла, т.е. выполнение процедуры свертки

$$g[\tilde{U}(t_k)] = \int_{\tilde{U}} \mu_{U_k}(u_k) \circ g(\Delta \tau_k), \qquad (4)$$

где $g(\Delta \tau_k)$ – нечеткая плотность интервала $\Delta \tau_k$. Принятие решения о наиболее возможном двоичном числе e^* принимается по правилу

$$e^{*} = \begin{cases} 1, \text{ если } g[\tilde{U}(t_{k})] > g(U_{0}), \\ \text{стирание, если } g[\tilde{U}(t_{k})] = g(U_{0}), \\ 0, \text{ если } g[\tilde{U}(t_{k})] < g(U_{0}), \end{cases}$$
(5)

где $g(U_0)$ – фиксированная наперед заданная мера единичного элемента, может быть половиной мощности или среднего уровня принятого единичного элемента.

Приведем оценку количества информации вносимой априорной шкалой на основе функции принадлежности $\mu_{G^{(1)}}(u)$ (см. рис. 2). Функцию

 $\mu_{C^{(1)}}(u)$ аппроксимируем сигмоидной функцией.



Рис. 2. Процесс оценивания сигнала через нечеткую шкалу: U(t) – сигнал; $\mu_{G^{(1)}}(u)$ – априорная шкала; $\mu_{7}[U(t_{k})]$ – апостериорная функция нечеткого процесса

Расчет количества информации сигмоидной функции

Одним из видов сигмоидной функции выберем выражение:

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-c)}}, \ \mu(x) \in [0,1], \tag{6}$$

где *а* – крутизна; *с* – центр сигмоиды; *х* – текущее значение функции.

Пусть даны исходные данные: крутизна a = 3; центр сигмоиды c = 4; входные значения сигнала в вольтах, x = 1, ..., 6 В. Область *S*-оценки сигнала

находится в пределах 2, ..., 6 В. Оценка сигала будет производится с шагом $\Delta x = 0,4$ В.

Количество информации нечеткой шкалы на основе сигмоидной функции будет определяться по методике [12, 13]:

$$\tilde{H}(G) = -\sum_{i=1}^{n} \begin{bmatrix} \mu_G(x_i) \log_2 \mu_G(x_i) + \\ (1 - \mu_G(x_i)) \times \log_2 (1 - \mu_G(x_i)) \end{bmatrix}, \text{ бит,}$$
(7)

где *n* – количество дискретных отсчетов на шкале.

Количество информации на отсчет определяется так:

$$H(\text{отсчет}) = \frac{H(G)}{\sum_{i=1}^{n} g(i)}, \text{ бит/отсчет},$$

$$\sum_{i=1}^{n} g(i) < 0, \quad 0 < g(i) < 1$$
(8)

$$\sum_{i=1}^{n} g(i) > 0, \ 0 \le g(i) \le 1.$$

Здесь g(i) – вес измеряемой величины, g(i) = 1. Результаты расчета сведем в табл. 1.

Согласно решениzv по выражениям (7), (8) и расчетной табл. 1 вычисленные слагаемые имеют результат

$$\sum A_i = 2,888$$
 бит, $\sum B_i = 2,784$ бит,
 $\tilde{H}(C) = \sum A_i + \sum B_j = 5,672$ бит,

где

$$A_i = \mu_A(x_i) \log_2 \mu_A(x_i), B_i = (1 - \mu_A(x_i)) \log_2 (1 - \mu_A(x_i)),$$

$$H(\text{отсчет}) = \frac{\dot{H}(C)}{\sum_{i=1}^{n} g(i)} = \frac{5,672}{10} = 0,567 \text{ бит/отсчет.}$$

Как показывают расчеты примера, количество информации, вносимое нелинейной шкалой $\mu_Z[U(t_k)]$, примерно соответствует 0,567 бит/отчет.

Учитывая вероятностный характер сигнала, будем считать, что моменты появления отсчетного сигнала равновероятны. Вероятности нечеткого события определяются выражением $p(\tilde{x}_i) = \mu(x_i) \cdot p(x_i)$ [14]. Тогда информация сигнала за период *T*, по Шеннону, составит

$$\tilde{H}(U) = -\sum_{i=1}^{n} \left[p(\tilde{x}_i) \log_2 p(\tilde{x}_i) + + (1 - p(\tilde{x}_i)) \log_2 (1 - p(\tilde{x}_i)) \right], \text{ бит.}$$
(9)

Количество информации на отсчет определяется аналогично вышеприведенному выражению (8). Результаты расчета сведем в табл. 2.

С учетом решений выражений (8), (9) и расчетной табл. 2 вычисленные слагаемые имеют результат

 $\sum \tilde{A}_i = 2,546$ бит, $\sum \tilde{B}_i = 0,455$ бит, $\tilde{H}(C) = \sum A_i + \sum B_i = 3$ биг, H(отсчет) = 0,3 бит/отсчет.

Таблица 1

i de let shiponni enimondion wynkunn										
x	2	2,4	2,8	3,2	3,6	4	4,4	4,8	5,2	6
$\mu(x)$	0,015	0,04	0,085	0,17	0,3	0,5	0,6	0,84	0,925	0,93
$\overline{\mu}(x)$	0,985	0,96	0,915	0,83	0,7	0,5	0,4	0,16	0,075	0,07
$\log_2 \mu(x)$	-6,059	-4,66	-3,556	-2,556	-1,737	-1	-0,737	-0,252	-0,112	-0,105
$\log_2 \overline{\mu}(x)$	-0,022	-0,0589	-0,128	-0,269	-0,515	-1	-1,322	-2,644	-3,737	-3,836
A_i	-0,0909	-0,186	-0,302	-0,434	-0,521	-0,5	-0,442	-0,211	-0,104	-0,097
B_i	-0,0215	-0,0565	-0,123	-0,223	-0,360	-0,5	-0,529	-0,423	-0,280	-0,268

Расчет энтропии сигмоилной функции

Таблица 2

Расчет компенсированной информации										
x	2	2,4	2,8	3,2	3,6	4	4,4	4,8	5,2	6
$p(\tilde{x})$	0,0015	0,004	0,0085	0,017	0,03	0,05	0,06	0,084	0,0925	0,093
$\overline{p}(\tilde{x})$	0,9985	0,996	0,9915	0,983	0,97	0,95	0,94	0,916	0,9075	0,907
$\log_2 p(\tilde{x})$	-9,389	-7,96	-6,878	-5,878	-5,059	-4,322	-4,059	-3,573	-3,434	-3,427
$\log_2 \overline{p}(\tilde{x})$	-0,0022	-0,00578	-0,0123	-0,0247	-0,0439	-0,074	-0,0893	-0,127	-0,14	-0,141
\tilde{A}_i	-0,0141	-0,032	-0,0582	-0,0999	-0,152	-0,216	-0,243	-0,300	-0,317	-0,319
\tilde{B}_i	-0,0022	-0,00576	-0,0122	-0,0243	-0,0426	-0,0703	-0,0839	-0,116	-0,127	-0,128

Согласно вышеприведенному расчету (табл. 1 и 2) количество информации, потерянной (2) при регистрации сигнала с использованием ПУ, можно компенсировать, применив нелинейную шкалу (6). Следовательно, при регистрации сигнала можно уменьшить количество стираний в дискретном канале со стиранием и увеличить достоверность приема дискретных сигналов.

Таким образом, использование устройства оценки и регистрации дискретных сигналов с использованием аппарата нечеткой логики позволит повысить достоверность приема.

Литература

1. Зайдлер Е. Системы передачи дискретной информации. – М.: Связь, 1977. – 512 с.

2. Зюко А.Г. Теория электрической связи / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров; под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1999. – 432 с.

3. Коржик В.И. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: справочник / В.И. Кор-

жик, Л.М. Финк, К.Н. Щелкунов; под ред. Л.М. Финка. – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.

4. Прокис Дж. Цифровая связь / пер. с англ.; под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.

5. Теория передачи сигналов на железнодорожном транспорте / под ред. Г.В. Горелова. – М.: Транспорт, 2001. – 415 с

6. Шувалов В.П. Прием сигналов с оценкой их качества. – М.: Связь, 1979. – 240 с.

7. Дмитриев В.И. Прикладная теория информации. – М.: Радио, 1989. – 332 с. – Режим доступа: http://pws49.awardspace.com/informaz/dmitriev_1.pdf

8. Прохоров В.С. Теория информации. – Режим доступа: http://mp.fizteh.urfu.ru/InformationTheory/1.Teop.курс/ 7.%20Доп.литература/В.С.%20Прохоров.%20Теория%20и нформации.%20Лекции.pdf.

9. Фурсов В.А. Теория информации. – Самара: Издво Самар, гос. аэрокосм, ун-та, 2011. – 128 с. – Режим доступа: http://www.ssau.ru/files/education/uch_posob/Teoрия%20информации-Фурсов%20ВА.pdf 10. Бычков Е.Д. Математические модели управления состояниями цифровой телекоммуникационной сети с использованием теории нечетких множеств. – Омск: Издво ОмГТУ, 2010. – 236 с.

11. Патент 145409 RU, МПК G06N 7/02 (2006.01). Устройство регистрации единичного элемента с использованием методов нечеткой логики / Е.Д. Бычков, О.Н. Коваленко, Д.Н. Коваленко RU). Заявлено 10.01.2014; Опубл. 20.09.2014. Бюл. № 26.

12. De Luca, Termini S.A. Definition of Non-probabilistic Entropy in the Setting of fuzzy sets theory // Information and Control. – 1972. – Vol. 20. – PP. 301–312.

13. Deshmukh K.C., Khot P.G. Generalized Measures of Fuzzy Entropy and their Properties // International Journal of Research in Engineering and Technology (IJRET). – 2000. – Vol. 1, No. 1. – PP. 89–93.

14. Трухаев Р.И. Модели принятия решений в условиях неопределенности. – М.: Наука, 1981. – 258 с.

УДК 621.396

А.В. Паращинец, А.Е. Ефремова, Е.В. Рогожников

Аппаратное обеспечение для построения самоорганизующейся беспроводной сенсорной сети

Рассмотрено формирование аппаратной части беспроводной сенсорной сети, описана структура узла, входящего в состав беспроводной сенсорной сети, а также произведен обзор его компонентов. Ключевые слова: беспроводная сенсорная сеть, БСС, узел, самоорганизация.

Беспроводные сенсорные сети (БСС), или Wireless sensor networks (WSN), в последнее время получили широкое распространение и привлекли немалый интерес как со стороны производителей технических решений, так и со стороны академического сообщества. Со стороны производителей интерес вызван широким кругом применений сенсорных сетей в различный областях, таких как медицина, мониторинг окружающей среды и живых существ, координация и коммуникация беспилотных аппаратов и т.д. Многообразие применений сенсорных сетей для потребителей делает эту технологию перспективной и коммерчески выгодной в обозримом будущем. Со стороны же академического сообщества интерес вызван многообразием реализаций, а также рядом интересных задач, возникающих перед разработчиком подобных систем [1].

Беспроводная сенсорная сеть представляет собой группу устройств, способных к динамической самоорганизации сети, а также построению оптимального маршрута передачи данных от одного удаленного узла к другому.

БСС условно можно разделить на два связанных между собой уровня: программного и аппаратного обеспечения. Под программным обеспечением понимается вся совокупность инструкций, заложенная в логические устройства управления системой. Под аппаратным – совокупность всех электронных устройств, составляющих эту систему. В данной статье описывается формирование аппаратной части беспроводной сенсорной сети.

Состав аппаратной части

Аппаратная часть узла БСС представляет собой устройство управления (роль которого зачастую играет микроконтроллер), трансивер и набор сенсоров. Функциональная схема узла БСС представлена на рис. 1.



Рис. 1. Функциональная схема узла БСС

Однако необходимо отметить, что несмотря на то, что сенсоры являются важной частью рассматриваемых сетей, основная инженерная задача связана с обеспечением самоорганизации сети. Основным же инструментом для самоорганизации является управление трансивером посредством управляющего устройства.

Также важными составляющими являются автономность и мобильность узлов, а значит элементы питания не позволят включить в состав узла компоненты с высоким энергопотреблением. Таким обра-

зом, используемые устройства должны обладать высокой энергоэффективностью.

Устройство управления

Под устройством управления подразумевается устройство, способное исполнять машинные инструкции и иметь поддержку периферийных интерфейсов.

В качестве устройства управления зачастую используются микроконтроллеры производства фирмы STMicroelectronics. Данное решение обусловлено широкой распространенностью данных микроконтроллеров и одним из лучших соотношений цена/производительность на рынке.

Целевыми в данном случае являются модели микроконтроллеров с низким энергопотреблением, а именно серии STM8L, STM32 L0, STM32 L1, STM32 L4.

Приемопередающий модуль

В качестве приемопередающего модуля может быть использован nRF24L01+ производства Nordic Semiconductor. Данный модуль выбран из-за возможности применения в энергоэффективных системах, а также широкой распространенности на рынке.

Модуль обладает следующими ключевыми характеристиками [2]:

– рабочая частота 2,4 ГГц (ISM-диапазон);

- скорости передачи 250 кбит/с; 1 Мбит/с; 2 Мбит/с;

- низкое энергопотребление (11,3 мА в режиме передачи при уровне мощности 0 дБм; 13,5 мА в режиме приема на скорости 2 Мбит/с);

– диапазон питающих напряжений от 1,9 до 3,6 В;

- дискретные входы толерантны к 5 В логическим уровням;

кварцевый генератор 16 МГц;

- аппаратная реализация формирования пакетов, что облегчает работу с данными модулями.

На рис. 2 показан внешний вид наиболее часто встречающейся модификации данного модуля.



Рис. 2. Внешний вид модуля nRF24L01+

Как видно из рис. 2, плата модуля, кроме микросхемы трансивера с обвязкой в виде пассивных компонентов и разъема, включает в себя кварцевый генератор и печатную антенну. В подобной модификации дальность связи зависит от многих факторов, таких как наличие преград в зоне работы, а также допустимое количество ошибок, при котором связь можно считать целесообразной. Однако производитель модулей заявляет, что дальность связи составляет порядка нескольких сотен метров в зависимости от выбранной чувствительности модуля. Также доступна модель данного трансивера со встроенным усилителем и антенной. Данная модификация представлена на рис. 3.



Рис. 3. Внешний вид модуля nRF24L01+ с усилителем мощности и антенной

По заверениям производителя данная модификация способна обеспечивать дальность связи порядка километра [2].

Данный модуль подключается к микроконтроллеру через SPI-интерфейс. SPI-интерфейс представляет собой последовательный синхронный стандарт передачи данных в режиме полного дуплекса, предназначенный для обеспечения высокоскоростного сопряжения микроконтроллеров и периферии. На рис. 4 представлена функциональная схема реализации SPI-интерфейса.

На рис. 5 представлена подробная структурная схема модуля nRF24L01+.

Из особенностей можно отметить использование GFSK-модуляции, а также наличие ядра, отвечающего за формирование пакетов особой структуры, которую производитель именует Enhanced Shockburst[™] packet format.

Структура пакета nRF24L01+ представлена на рис. 6.



Рис. 4. Функциональная схема SPI-интерфейса



Заголовок	Адрес	Контроль пакетов	Полезная нагрузка	Контрольная сумма
[1 байт]	[3-5 байт]	[9 бит]	[0-32 байта]	[0-1 байта]

Рис. 6. Структура пакета nRF24L01+

К особенностям стоит отнести то, что микроконтроллер может оперировать только полем Payload (поле полезной нагрузки) в общей длине пакета nRF24L01+.

Одно из важных ограничений, которое накладывает канальный уровень передатчика, состоит в том, что у каждого передатчика можно настроить до шести адресов соединений; таким образом, группа устройств, работающих на одной несущей частоте, может работать не более чем с шестью устройствами.

Полезной функцией также является возможность повторной передачи пакетов вплоть до 15 попыток, что повышает вероятность доставки пакетов до принимающего устройства. Интервал между повторной отправкой пакета также является настраиваемой величиной.

Таким образом, макет узла, входящего в БСС, представляет собой микроконтроллер STM32 (STM8) с подключенным посредством SPI-интерфейса трансивером nRF24L01+. С помощью микроконтроллера происходит сбор данных и динамическая адресация. Также для проведения «полевых» испытаний необходимо подключение источников питания с последующим разнесением узлов БСС в пространстве. Необходимым является определение приемлемой дальности передачи/приема на выбранных режимах работы приемника.

Заключение

В статье произведен обзор основных компонентов, входящих в состав аппаратной части БСС. Рассмотрены структура узла БСС, составляющие, а также их характеристики.

Литература

1. Беспроводные сенсорные сети [Электронный ресурс]. - Режим доступа: https://geektimes.ru/post/95011/, свободный (дата обращения: 05.07.2017).

2. nRF24L01+ Ultra low power 2.4GHz RF Transceiver IC [Электронный pecypc]. Режим доступа: http://www.nordicsemi.com/eng/Products/2.4GHz-

RF/nRF24L01P, свободный (дата обращения: 07.07.2017).

УДК 621.391

А.Е. Ефремова, А.В. Паращинец

Беспроводные сенсорные сети, структура и маршрутизация

Представлены принцип построения и отличительные особенности беспроводной сенсорной сети, а также рассмотрено формирование сети на основе LEACH-протокола в программной среде MATLAB. Ключевые слова: беспроводные сенсорные сети, самоорганизация, маршрутизация, отличительные особенности, LEACH-протокол.

Беспроводные сенсорные сети (БСС) представляют собой множество распределенных устройств, называемых узлами сенсорной сети, способных самостоятельно организовывать устойчивую сеть и работающих в одном радиочастотном диапазоне.

В основном каждый сенсорный узел содержит датчики, устройства обработки и передачи информации, системы определения местоположения и блок питания. Узлы координируются между собой для получения информации о физической среде.

Каждый из этих сенсорных узлов имеет возможность собирать и направлять данные либо другим датчикам, либо обратно на внешнюю базовую станцию (БС). Базовая станция способна подключать сенсорную сеть к существующей инфраструктуре связи или к Интернету, где пользователь может иметь доступ к данным.

На рис. 1 представлена схема взаимосвязи узлов БСС.

Использование беспроводной сенсорной сети может оказать значительное влияние на эффективность различных приложений в гражданских и военных целях, таких как обнаружение вторжений, мониторинг погоды, безопасность и тактическое наблюдение, мониторинг внешних условий, таких как температура, движение, звук, освещение или наличие определенных объектов и управление запасами.



Рис. 1. Схема взаимосвязи узлов БСС

Построение сенсорной сети для таких применений может осуществляться случайным образом (сбрасываться с самолета) или может быть установлено вручную (датчики пожарной тревоги на объекте). Для контроля условий при стихийном бедствии большое количество датчиков можно сбросить с вертолета. Сеть этих датчиков может помочь спасательным операциям, определив местонахождение выживших, опасные зоны, и сделать осведомленной спасательную группу об общей ситуации в зоне бедствия.

На протяжении последних нескольких лет проводились исследования [1–4], направленные на изучение возможностей самоорганизации датчиков сбора и обработки данных, а также координации и управления энергией, так как узлы датчиков ограничены в энергоснабжении и пропускной способности. Таким образом, чрезвычайно необходимы инновационные методы, которые позволяют сделать сеть более эффективной, что увеличит срок службы сети. Такая возможность в сочетании с самоорганизацией сети датчиков создает множество проблем при проектировании и управлении БСС и требует энергосбережения на всех уровнях стека сетевых протоколов. Например, на сетевом уровне важно определить методы для эффективного обнаружения маршрута и передачи данных от узлов к БС, чтобы увеличить время жизни сети.

Маршрутизация в БСС очень сложна из-за присущих характеристик, которые отличают эти сети от других беспроводных сетей, таких как беспроводные ad-hoc-сети или сотовые сети.

Отличительные особенности БСС от других беспроводных сетей

1. Из-за относительно большого количества датчиков невозможно построить глобальную схему адресации для организации большого количества сенсорных узлов, поскольку на обслуживание ID необходимо выделить большие ресурсы. Таким образом, традиционные IP-протоколы не могут применяться к БСС, так как чаще всего получение данных является более важным, чем знание идентификаторов тех узлов, которые отправили данные.

2. Почти любое применение сенсорных сетей требует потока данных, полученных от нескольких источников, к конкретной БС. Это не значит, что поток данных не может быть многоадресным или одноранговым.

3. Узлы жестко ограничены с точки зрения энергии, обработки данных и хранения информации. Таким образом, они требуют тщательного управления ресурсами.

4. В большинстве случаев узлы в БСС обычно являются стационарными после её организации, за исключением, возможно, нескольких мобильных узлов. Узлы в других традиционных беспроводных сетях могут перемещаться, что приводит к непредсказуемым и частым топологическим изменениям. Однако в отдельных случаях некоторым узлам датчиков разрешено перемещаться и изменять свое местоположение (хотя и с очень низкой подвижностью).

5. Сенсорные сети направлены на конкретные задачи, то есть требования к сети изменяются в зависимости от применения. Например, сложная проблема точного тактического наблюдения отличается от той, которая требуется для периодического мониторинга погоды.

6. Важна осведомленность о местоположении сенсорных узлов, поскольку сбор данных обычно зависит от местоположения. Например, методы, основанные на триангуляции [5], позволяют узлам датчиков аппроксимировать свое положение, используя мощность радиосигнала из нескольких известных точек.

Протокол маршрутизации беспроводной сенсорной сети

В настоящее время для БСС существует много различных протоколов маршрутизации, которые учитывают неотъемлемые свойства БСС [6, 7]. Наиболее известным являются иерархический протокол LEACH (Low-energy adaptive clustering hierarchy).

В LEACH-протоколе формирование сети осуществляется следующим образом. Используя стохастический алгоритм, из всех сенсорных узлов определяются головные узлы. Они в свою очередь

транслируют сообщение о том, что они являются головными узлами сети. После чего остальные узлы присоединяются к какому-либо кластеру на основе уровня мощности этого сигнала, полученного от головного узла. Когда все узлы организовались в кластеры, головной узел создает расписание и назначает каждому узлу кластера свой временной интервал TDMA, когда он может передавать данные. После получения данных головной узел объединяет, сжимает данные и пересылает их на базовую станцию (приемник). После каждого цикла работы снова избираются головные узлы и формируются кластеры. Чтобы осуществить передачу данных между кластерами, LEACH также использует CDMA, что позволяет минимизировать помехи, возникающие от соседних узлов.

Для наглядной демонстрации работы LEACHпротокола создана модель в среде математического моделирования MATLAB, которая позволяет рассмотреть функционирование сенсорной сети на основе данного протокола. На рис. 2, 3 представлены характеристики алгоритма в начале передачи сообщения и после 1000 циклов работы при условиях, когда на поле размером 100×100 м размещены 50 узлов, а координаты базовой станции – (50,50).



Рис. 2. Случайное расположение узлов: о – обычные узлы; + – продвинутые узлы; * – головные узлы;



В результате моделирования после 1000 циклов три узла погибло из пятидесяти.

В качестве входных данных используются характеристики применяемой аппаратуры, а именно: мощность передатчика, чувствительность приемника и энергия, требуемая для агрегации пакетов, приема и передачи данных. Также задаются такие параметры, как максимальное число циклов работы сети, координаты базовой станции, размеры поля и количество используемых узлов. Сенсорные узлы, распределенные в поле случайным образом, делятся на два типа – обычные и продвинутые. Под продвинутыми подразумевается узлы, у которых в два раза больше энергии, чем у обычных узлов.

В результате работы с данной моделью можно получить общее представление о работе LEACHпротокола, узнать количество погибших узлов спустя заданное количество циклов работы и найти оптимальное соотношение между мощностными характеристиками узлов и их автономностью, что, в свою очередь, может быть использовано при подборе оборудования для организации реальной БСС.

Заключение

В статье описаны возможные области применения беспроводной сенсорной сети, а также её структура. Рассмотрены отличительные особенности этой сети от других беспроводных сетей, таких как беспроводные ad-hoc-сети или сотовые сети. Для демонстрации работы LEACH-протокола рассмотрена модель сети в среде MATLAB.

Литература

1. Abakumov P., Koucheryavy A. The cluster head selection algorithm in the 3D USN // Proceeding, International Conference on Advanced Communication Thechnology. – 2014. – Phoenix Park, Korea.

2. Кучерявый А.Е. Выбор головного узла кластера в однородной беспроводной сенсорной сети / А.Е. Кучерявый, А.Салим // Электросвязь. – 2009. – №8. – С. 32–36.

3. Аль-Наггар Я.М. Алгоритм выбора головного узла кластера для всепроникающих сенсорных сетей с использованием нечеткой логики и диаграмм Вороного // Электросвязь. – 2014. – № 9.

4. Hoodgar1 M., Mehrani1 M., Attarzadeh N., Azimifar M. An energy efficient three dimensional coverage method for Wireless Sensor Networks.

5. Bulusu N., Heidemann J., Estrin D. GPS-less low cost outdoor localization for very small devices. Technical report 00-729 // Department of Computer Science, University of Southern California. – 2000. Texas, Apr.

6. Краснобаев В.А., Горбенко Р.А. Протоколы маршрутизации в беспроводных сенсорных сетях // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2013. – №2 (26). – С. 114–120.

7. Безрук В.М. Выбор предпочтительных протоколов маршрутизации узлов беспроводной сенсорноактуаторной сети / В.М. Безрук, А.Н. Зеленин, В.А. Власова и др. // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2016. –№1 (79). – С. 4–9. – Режим доступа: http://journals.uran.ua/eejet/article/viewFile/60605/56917 (дата обращения: 22.08.2017).

УДК 621.396.621.59

Г.Г. Жук, Д.Е. Миненко, Т. Абдирасул уулу, А.В. Убайчин

Устройство управления микроволновой радиометрической системой

Приводится описание устройства управления микроволновой радиометрической системой на основе модификации нулевого метода измерений. Представлена структурная схема разработанного устройства управления. Рассмотрен вариант реализации интерфейса связи радиометра с учетом электромагнитной совместимости. Приведен способ реализации устройства термостатирования входной части приемника радиометрической системы. Ключевые слова: микроволновые радиометры, модификация нулевого метода измерений, дистанционное зондирование, нулевой радиометр, устройство управления.

Методами микроволновой радиометрии успешно решаются задачи прогнозирования изменений климата, движения биомасс Мирового океана, исследования параметров атмосферы, влажности почвы и т.д.

Микроволновые радиометрические системы по сравнению с системами, использующими инфракрасные методы зондирования, обладают преимуществами, которые заключаются в способности получать глубинный тепловой профиль независимо от погодных условий и времени суток.

Среди широкого класса радиометрических систем особое место занимают радиометры на основе модификации нулевого метода измерений [1]. Модификация нулевого метода позволяет повысить метрологические характеристики радиометрических систем по сравнению с классическими радиометрами[1]. В основу функционирования нулевой модифицированной радиометрической системы заложен алгоритм синхронного выполнения двух видов импульсной модуляции – амплитудной и широтной. Данная особенность позволяет снизить влияние основных дестабилизирующих факторов работы микроволновых радиометров (дрейфа, флуктуации собственной шумовой температуры и коэффициента усиления приемников) и выразить шумовую температуру антенны косвенно через длительность сигнала широтно-импульсной модуляции [1].

В представленной работе описывается разработка устройства управления модифицированного нулевого радиометра. Назначение устройства управления заключается в генерировании двух управляющих сигналов широтной и амплитудно-импульсной модуляции, анализа выходного сигнала компаратора, управлении синхронным фильтром, предварительной обработке данных (расчет среднего значения, дисперсии и т.д.), контроле температуры измерительного тракта и обмена данными с внешней электронно-вычислительной машиной.

Для управления всеми рабочими процессами приемной части радиометрической системой было разработано специальное устройство управления микроволновой радиометрической системой. На рис. 1 представлена структурная схема разработанного устройства управления. Структурная схема включает в себя микроконтроллер МК, интерфейс связи ИС с электронно-вычислительной машиной ЭВМ, датчик температуры ДТ, устройство управления нагревателем УУН и нагреватель.

Микроконтроллер выполняет функции генерирования управляющих сигналов широтно- $(t_{\text{шим}})$ и амплитудно-импульсной модуляций $(t_{\text{анм}})$, управляет мощностью опорного генератора канала подшумливания, выполняет управление синхронным фильтром, производит прием и анализ выходных сигналов компаратора, осуществляет контроль температуры входной части приемного тракта, выполняет предварительную обработку данных и передает данные на блок интерфейса связи.

Выбор архитектуры микроконтроллера обусловлен его быстродействием, разрядностью, размером памяти и количеством портов ввода-вывода, наличием встроенных таймеров-счетчиков и т.д. Обязательным условием выбора является необходимость наличия последовательных интерфейсов UART (для обмена данными с ЭВМ) и SPI (подключение датчика температуры, управление опорным генератором шума и т.д.).

Для выполнения совокупности этих функций было принято решение использовать 8-разрядный микроконтроллер АТ90USB162, выполненный на основе RISC-архитектуры [2]. Его основное преимущество заключается в наличии встроенных в ядро микроконтроллера аппаратных счетчиков. Выходы счетчиков соединены с физическими выводами микроконтроллера, управление которыми осуществляется с помощью программирования соответствующих регистров. Таким образом, управление сигналами t_{шим} и t_{аим} осуществляется на аппаратном уровне по достижению счетчиком заданной величины, без участия в этом основного ядра микроконтроллера. В микроконтроллер встроено два счетчика, каждый из которых способен управлять двумя физическими выводами одновременно. Все счетчики имеют тактовую синхронизацию от одного тактового генератора с возможностью гибкой перестройки частоты синхронизации при помощи целочисленного или дробного деления.

На рис. 2 приведена функциональная схема устройства управления на базе микроконтроллера АТ90USB162. Контроллер широтно-импульсной модуляции (ШИМ) вызывает подпрограмму преры-

осуществляющую вызов подпрограммы вания, математической обработки данных, передачу данных на ЭВМ, контроллер SPI и контроллер шины данных.

Контроллер SPI осуществляет обмен с датчиком температуры во входном блоке радиометра. По параллельной шине данных контроллера ввода/вывода сигналы управления t_{шим} и t_{аим} в радиометр. По этой же шине происходит прием логических сигналов компаратора приемника.

Интерфейс связи

Применение систем микроволновой радиометрии нецелесообразно без решения ряда задач электромагнитной совместимости.



Рис. 2. Функциональная схема устройства управления на базе микроконтроллера AT90USB162

Одной из таких задач является реализация интерфейса передачи данных от измерительной высокочастотной части системы к обрабатывающей ЭВМ, находящейся, как правило, на значительном (до нескольких километров) расстоянии от приемной антенны. Ключевые требования к реализации интерфейса заключаются в минимизации побочного электромагнитного излучения, в том числе в рабочей полосе частот радиометрической системы и пропускной способностью не менее 100 кбит/с. В результате анализа было принято решение об использовании интерфейса RS-485 и его интеграции в блок управления радиометрической системой [3].

В соответствии со стандартом RS-485 разработана модификация интерфейса связи микроволнового радиометра и ЭВМ, изображённая на рис. 3.

Приемники сигнала являются дифференциальными – сигнальные линии «Data+» и «Data-».

Разработанный интерфейс включает в себя микроконтроллер МК, передатчик, приемник и ЭВМ. Передатчик состоит из гальванической развязки ГР и преобразователя интерфейса RS-485 ПИ1и ПИ2. Приемник, в свою очередь, содержит в себе те же элементы, что и передатчик, и дополнен преобразователем интерфейса UART/USB ПИЗ.



Рис. 3. Структурная схема интерфейса RS-485

Особенностью интерфейса является то, что порты RS-485 подключены к линии передачи на большом расстоянии друг от друга и потенциалы их общих точек могут сильно различаться. В этом случае для исключения пробоя выходных каскадов микросхем трансиверов (приемопередатчиков) интерфейса принято решение об использовании гальванической изоляции между портами RS-485 и общей точкой.

Практическая реализация интерфейса RS-485 выполнена следующим образом. Управляющий микроконтроллер МК радиометрической системы передает результаты измерений по последовательной шине UART на 3-канальный цифровой изолятор ADuM1301, предназначенный для гальванической развязки от физического уровня RS-485. Преобразователь интерфейса реализован на микросхеме ADM485. На обрабатывающей ЭВМ интерфейс подключается к последовательному порту при помощи преобразователя на базе микросхемы FT232.

После изготовления макетов передатчика и приемника интерфейса связи RS-485 были проведены испытания по передаче данных на ЭВМ на различные расстояния. По полученным результатам был построен график зависимости допустимой длины кабеля от скорости передачи данных (рис. 4).



Рис. 4. Зависимость допустимой длины кабеля от скорости передачи для интерфейса RS-485



В корпусе радиометра входная часть приемника помещается на нагревательный элемент, предназначенный для поддержания постоянной температуры +45 °C с точностью $\pm 0,1$ °C при изменении температуры окружающей среды в пределах от минус 20 до плюс 30 °C со скоростью 10 °C/ч. При температуре окружающей среды 0 °C время выхода на рабочий режим составляет около 16 мин.

Для исключения внутренних помех от цифровых устройств блок управления нагревателем собран по аналоговой схеме. В качестве датчика температуры используется термистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления.

Блок управления нагревателем собран на основе измерительного моста Уинстона [4]. Напряжение опорного источника составляет 5 В. Поддерживаемая температура устанавливается регулировкой построечного резистора. Нагреватель комбинированный, состоит из полевого транзистора и распределенного резистора. Максимальная мощность нагревателя составляет 20 Вт.

После разработки устройства управления нагревателем был проведен ряд испытаний по выходу нагревателя на рабочий температурный режим. По результатам проведенных испытаний построен график зависимости температуры от времени, представленный на рис. 5.

Из графика следует, что рабочая температура разработанного макета составляет 32 °C с точностью ±0,1°C. Измерения проводились следующим образом: нагревательный элемент помещался в пластиковый корпус при комнатной температуре +23 °C, в течение 25 мин на устройство управления нагревателем подавалось питание. Первые 10 мин фиксация значений производилась через каждые 10 с, последующие 15 мин – через 20 с.



Рис. 5. График выхода нагревателя на рабочий режим

Заключение

В представленной работе в полной мере раскрыты аспекты разработки отдельных блоков всего устройства управления нулевым радиометров. Предложенное техническое решение позволяет обеспечить метрологические характеристики всей микроволновой радиометрической системы, заданные при проектировании, снизить энергопотребление и улучшить массогабаритные показатели.

Разработка устройства управления осуществлена с учетом электромагнитной совместимости с приемной частью. Функциональные возможности устройства управления позволяют с достаточной скоростью получать, обрабатывать и передавать всю необходимую информацию об исследуемом объекте и состоянии всей системы на ЭВМ, находящийся как в непосредственной близости, так и на значительном удалении.

В представленном варианте реализации устройства управления микроволновой радиометрической системой дополнительно интегрировано устройство управления нагревателем на основе измерительного моста Уинстона. Концепция реализации всего термостата позволяет избежать влияния внутренних помех от цифровых устройств.

В дальнейшем нашим коллективом планируется разработка всей радиометрической системы и проведение комплексных испытаний.

Благодарности

Авторы выражают свою признательность профессору Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники А.В. Филатову (каф. ТОР) за полезное обсуждение материалов статьи, старшему преподавателю каф. КУДР А.А. Бомбизову за ценные консультации и коллективу СКБ «Смена» за неоценимую помощь в организации работ и техническую поддержку.

Литература

 Убайчин А.В. Многоприемниковые микроволновые радиометрические системы на основе модифицированного метода нулевых измерений / А.В. Убайчин, А.В. Филатов. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2014. – 154 с. 2. Новиков Ю.В. Введение в цифровую схемотехнику / Ю.В. Новиков. – М.: Интернет-университет информационных технологий, 2007. – 343 с.

3. Жук Г.Г. Разработка и создание интерфейса передачи данных для микроволновой радиометрической системы с высокой электромагнитной совместимостью / Г.Г. Жук, Е.В. Алексеев, А.В. Убайчин // Научная сессия ТУСУР-2016: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 25–27 мая 2016 г.

4. Измерительный мост [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://zpostbox.ru/izmeritelnyi_most.html (дата обращения: 15.05.2017).

УДК 621.376

В.А. Кологривов

Энергетическая и спектральная эффективности способов мультиплексирования разноскоростных сигнальных потоков в радиоканале

Представлены функциональные модели модемов с мультиплексированием двух разноскоростных цифровых сигнальных потоков в один радиоканал с фазовым типом модуляции (PSK) и исследованы их энергетические и спектральные характеристики. Приведен анализ полученных результатов исследования с позиций энергетической и спектральной эффективностей предложенных функциональных решений.

Ключевые слова: модельное исследование, мультиплексирование разноскоростных сигнальных потоков, соотношение сигнал/шум, полоса пропускания, помехоустойчивость, энергетическая и спектральная эффективности.

Постановка задачи исследования

В связи с насыщением радиодиапазона и увеличением объема передаваемой информации актуальными характеристиками систем передачи информации являются энергетическая и спектральная эффективности, скорость передачи, помехоустойчивость, необходимость мультиплексирования сигнальных потоков, в том числе и разноскоростных [1, 2]. В то же время улучшение одной из них приводит к ухудшению других, поэтому актуальными являются исследование и установление взаимосвязи перечисленных характеристик при изменении определяющих параметров системы передачи. В работе приводится описание методики и результатов модельного исследования взаимосвязи основных характеристик простой системы передачи двух мультиплексируемых разноскоростных потоков данных при изменении отношения скоростей потоков и типа используемой модуляции. Для упрощения принято, что разноскоростные потоки кратны.

Для повышения частотной эффективности цифровых радиоканалов передачи данных обычно используют PSK- или QAM-модуляции. При этом чем выше размерность модуляции, тем выше спектральная эффективность, но тем хуже помехоустойчивость.

Возможные решения частотного мультиплексирования

Рассмотрим возможные варианты частотного мультиплексирования разноскоростных потоков. Наиболее простым решением частотного мультиплексирования двух разноскоростных потоков данных является использование структуры квадратурного модулятора, приведенного на рис. 1.

В традиционном варианте «потоки 1 и 2» представляют собой квадратурные потоки модулирующих импульсов с выходов фазового кодера, поступающие с одинаковой скоростью на входы преобразователей частоты «перемножители 1 и 2». На вторые входы преобразователей поступают опорные гармонические колебания («опорное колебание 1 и 2» одной несущей частоты и ортогональные по фазе). Суммируя сигналы с выходов преобразователей, получаем квадратурно-модулированное колебание несущей частоты. Требуемая полоса обработки определяется размерностью модуляции. Ортогональность по фазе несущего колебания в квадратурных каналах обеспечивает разделение квадратурных составляющих на приемной стороне.

Вместо ортогональных колебаний одной частоты можно использовать ортогональный разнос несущих, который определяется длительностью модулирующих импульсов (символов) и способом приема (когерентный, некогерентный). В данном случае требуемая полоса обработки возрастает на величину разноса несущих частот. Ортогональность несущих также обеспечивает разделение квадратурных составляющих на приемной стороне.

Такое мультиплексирование можно назвать *мультиплексированием на этапе модуляции.* Здесь сигналы двух BPSK-модуляторов объединяются в сумматоре (см. рис. 1). Это функциональное решение позволяет мультиплексировать (уплотнять) два разных модулирующих потока одной скорости при использовании как одной несущей частоты с разносом фазы на 90°, так и двух ортогональных несущих частот.

Для мультиплексирования двух разноскоростных потоков данных также применимо функциональное решение, изображенное на рис. 1. В этом случае также возможно использование ортогональных колебаний одной частоты, однако понятие орто-

гональных по частоте несущих на интервале длительности импульса (символа) здесь применимо только в предположении, что биты потоков кратны и длительность скоростного потока определяет ортогональный разнос частот несущих.

Мультиплексирование разноскоростных цифровых потоков на основе структуры квадратурного модулятора



Рис. 1. Функциональная схема квадратурного модулятора

Обсуждение предлагаемых решений

Для сохранения энергетической либо спектральной эффективности объединенного канала передачи предлагается исследовать возможность мультиплексирования потоков данных на этапе фазового кодирования. Здесь возможны два варианта построения мультиплексоров разноскоростных потоков данных – энергетически эффективное и спектрально эффективное. В обоих вариантах также предполагается, что скорости разноскоростных потоков кратны. В работе исследуются функциональные решения с одной несущей и фазовым разделением каналов.

Первый вариант энергетически эффективного мультиплексирования двух разноскоростных потоков данных в один радиоканал с фазовой модуляцией PSK также иллюстрируется рис. 1. При этом оба потока интерпретируются как высокоскоростные и подаются на фазовый кодер, на выходе которого образуются квадратурные проекции фазовых состояний и поступают на входы квадратурного модулятора рис. 1. Предварительно можно отметить, что спектральная и энергетическая эффективности и помехоустойчивость первого варианта будут соответствовать показателям QPSK-модема высокоскоростного потока данных. В качестве опорных колебаний возможно использование колебания как одной несущей частоты ортогональные по фазе, так и двух ортогональных по частоте несущих. Модель мультиплексирования разноскоростных потоков данных по первому варианту приведена на рис. 2. Структура и принцип функционирования модели практически соответствуют QPSK-модему.

Второй вариант спектрально эффективного мультиплексирования двух разноскоростных потоков данных в один радиоканал с PSK-модуляцией представляет комбинированное функциональное решение на основе разбиения скоростного потока на параллельные подпотоки и объединения с низкоскоростным (нормальным) потоком в фазовом кодере при использовании соответствующей размерности PSK- или QAM-модуляции (см. рис. 3). Упрощенная функциональная модель спектрально-эффективного модема с мультиплексированием двух разноскоростных потоков данных и фазовой модуляцией при отношении скоростей потоков данных 3:1 изображена на рис. 3.

Описание функциональной модели (см. рис. 3)

Передающая часть модели модема представлена двумя разноскоростными источниками потоков данных (блоки 1 и 2). В качестве генераторов потоков данных использованы источники псевдослучайных битовых последовательностей с соответствующими параметрами дискретизации по времени. Блок 3 преобразует скоростной поток в кратное число параллельных подпотоков. Число параллельных подпотоков определяется отношением скоростей исходных потоков. Блок 4 мультиплексирует параллельные подпотоки с низкоскоростным потоком. В принципе низкоскоростной поток также может быть перед мультиплексированием распараллелен. Блок 5 производит нормирование длительностей импульсов (битов) полученного мультиплексированием кодового символа. Фазовый кодер (блок б) кодовому символу назначает фазовое состояние ф, и вырабатывает квадратурные модулирующие импульсы, пропорциональные значениям $\cos(\varphi_i)$ и $\sin(\varphi_i)$. Длительность модулирующих импульсов в данном случае определяется низкоскоростным потоком. В блоке 7 осуществляется квадратурная модуляция одной либо двумя ортогональными по частоте несущими.

Канал распространения радиосигнала (блок 8) представляет собой простейшую модель канала с добавлением аддитивного белого гауссового шума определенной интенсивности (дисперсии).

Приемная часть функциональной модели модема начинается с канального фильтра (блок 9) обеспечивающего фильтрацию шумов и помех канала распространения и определяющего соотношение сигнал/шум приемо-передающей системы.

Квадратурный демодулятор (блок 10) выделяет квадратурные модулирующие импульсы пропорциональные $\cos(\varphi_i)$ и $\sin(\varphi_i)$ и производит регенерацию их формы. Фазовый декодер (блок 11) по принятым квадратурным составляющим определяет текущее фазовое состояние и ставит ему в соответствие кодовый символ (набор битов). Блок 12 осуществляет преобразование мультиплексированных битов скоростного потока из параллельного представления в последовательное. Принятые биты скоростного и нормального потоков подаются на детекторы ошибок (блоки 13 и 14). Туда же поступают исходные передаваемые потоки для подсчета числа ошибок.

Элементы теории

Основной характеристикой, определяющей качество любой системы передачи, является отношение сигнал/шум на ее входе:

SNR = S/N,

где *S* – мощность сигнала; *N* – мощность шумов.

Спектральная эффективность системы мобильной связи представляет собой отношение скорости передачи данных на 1 Гц используемой полосы частот (бит/с/Гц) [2]

$$\eta = R/W$$
[бит/сек/Гц],

где $R_b = 1/T_b$ — битовая скорость передачи; $W = R_s = 1/T_s$ — полоса пропускания, определяемая символьной скоростью. Обратная величина спектральной эффективности соответствует удельному расходу полосы частот на передачу бита данных [2]:

$$\alpha = 1/\eta = W/R_b = R_s/R_b = T_b/T_s .$$

Энергетическая эффективность модуляции определяется мощностью, необходимой для передачи информации с заданной достоверностью [2]. Для цифровых систем используется нормированное значение соотношения сигнал/шум, представляющее удельный расход энергии на передачу бита данных:

$$E_b / N_0 = S / N \cdot W / R_b = S N R \cdot \alpha$$

где $E_b = S \cdot T_b = S/R_b$ — энергия бита данных; $N_0 = N/W$ — односторонняя спектральная плотность мощности шума.

Помехоустойчивость цифровых систем передачи принято характеризовать зависимостью вероятности битовой ошибки P_b от удельного расхода энергии на передачу бита данных E_b/N_0 .

Условия модельного эксперимента

Моделирование производилось в относительных масштабах времени и частоты. Модельному исследованию подверглись функциональные решения как первого, так и второго вариантов при отношениях скоростей потоков данных 1:1, 2:1, 3:1, 4:1.

Уровень мощности сигнала на выходе модулятора исследуемых моделей равен S=0,5. Уровень мощности шума в канале передачи N и соответственно соотношение сигнал/шум варьировались в процессе модельного исследования изменением параметра дисперсии генератора псевдослучайной последовательности с гауссовым законом распределения (в модели канала распространения).

Во время модельного эксперимента на выходе ФНЧ-демодулятора перед блоком принятия решений контролировалось отношение сигнал/шум S/N, а удельный расход полосы на передачу бита данных определялся отношением символьной скорости к битовой (скорости поступления входных данных) $\alpha = R_s/R_b$. Заметим, что в случае двухканальных разноскоростных систем суммарная скорость поступления входных данных определяется сложением скоростей канала $R_b = R_{b1} + R_{b2}$. Удельный расход энергии на передачу бита данных [2] определялся выражением $E_b/N_0 = SNR \cdot \alpha$.

Результаты модельных исследований сведены в таблицу.









Рис. 3. Модель модема с мультиплексированием разноскоростных потоков данных на основе 16 PSK-модуляции

Секция 2. Радиотехнические и телекоммуникационные системы

	т суультаты модельных исследовании модемов с мультиплексированием разноскоростных потоков								
№	Тип модуляции	T_1/T_2 или T_b	T_s	$W = 1/T_s$	SNR, дБ	α, раз (дБ)	E_b/N_0 , дБ	n_{err1}/n_{err2} или n_{err}	
1	QPSK	1/1	1	1	8,1/8,2	1/2(-3,01)	5,1/5,2	2/1	
2	QPSK	0,5/1	0,5	2	7,9/7,4	2/3(-1,76)	6,1/5,6	2/3	
3	QPSK	0,25/1	0,25	4	8,7/8,7	4/5(-0,96)	7,7/7,7	1/3	
4	8PSK	0,5/1	1	1	13,6/12,9	1/3(-4,77)	8,8/8,1	2/2	
5	16PSK	1/3	3	1/3	19,8/18,8	1/4(-6,02)	13,8/12,8	3/1	
6	16PSK	0,5/1,5	1,5	2/3	21,0/20,8	4/21(-7,20)	13,8/13,6	2/1	
7	16PSK	0,25/0,75	0,75	4/3	21,3/20,4	1/3(-4,77)	16,5/15,6	2/1	
8	QPSK clas	0,5	1	1	8,7/8,4	1/2(-3,01)	5,7/5,4	3	
9	8PSK clas	0,5	1,5	2/3	13,7/13,3	1/3(-4,77)	8,9/8,5	5	
10	16PSK clas	0,5	2,0	1/2	21,5/20,2	1/4(-6,02)	15,5/14,2	6	

POWER TATE I MOTORIN III IN HOUTORODOULI W MOTOMOD & MUCH THE EXCEPTION DESIDORODOCTULI IN HOTOMOD

Строки таблицы представляют:

• в строках 1–3 представлены результаты моделирования первого варианта модема на основе QPSK-модуляции при отношениях скоростей потоков данных 1:1, 2:1 4:1;

• в строке 4 представлены результаты моделирования второго варианта модема на основе 8 PSKмодуляции при отношении скоростей потоков данных 2:1;

• в строках 5–7 представлены результаты моделирования второго варианта модема на основе 16 PSK-модуляции при отношении скоростей потоков данных 3:1 с разными длительностями битов;

• в строках 8–10 для сравнения представлены результаты моделирования классических модемов QPSK, 8 PSK и 16 PSK.

Для удобства сравнения соотношение сигнал/шум исследуемых систем подбирался таким, чтобы вероятности битовых ошибок были примерно одинаковыми (порядка 10⁻³).

Результаты исследования первого варианта модема

Сравнивая строки 1 и 8 таблицы, видим, что суммарное число ошибок двух равноскоростных потоков данных совпадает с числом ошибок стандартного QPSK-модема при примерно одинаковых соотношениях SNR и E_b/N_0 . При этом удельный расход полосы частот на передачу бита для стандартного QPSK-модема и модема, объединяющего два потока одной скорости, также одинаков. При мультиплексировании на основе QPSK-модема одновременно передаются оба потока с битами, равными дебитам, т.е. скорости передачи систем одинаковые. Следовательно, при сходных SNR и α помехоустойчивость системы P_b с мультиплексированием потоков определяется QPSK-модуляцией.

Сравнение строк 1–3 таблицы показывает, что с увеличением относительной скорости потоков, при сохранении числа ошибок на прежнем уровне, измеренные значения сигнал/шум изменяются в небольших пределах. При этом требуемая полоса пропускания и удельный расход полосы пропускания на передаваемый бит информации возрастают, что приводит к росту удельного расхода энергии на передаваемый бит информации примерно на 1 дБ на каждое удвоение отношения скоростей потоков. Таким образом, падение спектральной эффективности сопровождается пропорциональным ростом удельного расхода энергии на передаваемый бит информации.

Результаты исследования второго варианта модема

Строка 4 таблицы соответствует отношению скоростей потоков 2:1. Скоростной поток разделяется на два параллельных подпотока и мультиплексируется на входе фазового кодера с низкоскоростным потоком, образуя трехбитовый управляющий символ, но длительностью в два бита, что соответствует модуляции 8 PSK. Сравнение результатов со строкой 9 таблицы показывает, что при близких значениях удельного расхода энергии на передачу одного бита данных суммарное число ошибок в разноскоростных каналах почти совпадает с числом ошибок в классическом модеме 8 PSK. Следовательно, подтверждается, что система с мультиплексированием (отношение скоростей потоков 2:1) имеет помехоустойчивость P_b , определяемую модуляцией (в данном случае 8PSK).

Удельный расход полосы пропускания по сравнению со случаем QPSK (см. строку 2 таблицы) сократился в 2 раза. Удельный расход энергии на передачу одного бита информации возрос примерно на 3 дБ, как и в случае классических 8PSK и QPSK (см. строки 8 и 9 таблицы). То есть при переходе от QPSK- к 8PSK-модуляции происходит обмен энергетической эффективности на спектральную.

Строка 6 таблицы соответствует отношению скоростей потоков 3:1. Скоростной поток разделяется на три параллельных подпотока и мультиплексируется на входе фазового кодера с низкоскоростным потоком, образуя четырехбитовый управляющий символ, длительностью в три бита (1,5), что соответствует модуляции 16 PSK. Сравнение результатов со строкой 10 таблицы показывает, что при близких значениях SNR удельные расходы полос пропускания 4/21 и 1/4 различаются примерно в 1,3 раза, и это объясняет разницу удельных расходов энергии примерно на 2 дБ.

Сравнение строк 5, 6, 7 таблицы показывает влияние изменения удельного расхода энергии на передачу одного бита информации при вариации относительных скоростей потоков и спектральных эффективностей.

Заключение

Предложены и исследованы два варианта мультиплексирования разноскоростных потоков данных,

энергетически и/или спектрально эффективных, и прослежены ситуации обмена энергетической эффективности на спектральную и наоборот.

Представленные результаты модельных исследований поддаются физической интерпретации, коррелируют с результатами классических QPSK-, 8 PSK-, 16 PSK-модемов и подтверждают энергетическую или спектральную эффективности предложенных функциональных решений.

Исследованные функциональные решения мультиплексирования разноскоростных потоков данных позволяют в определенных пределах варьировать энергетической и спектральной эффективностями и могут быть использованы в качестве базовых при построении модемов передачи данных.

Литература

1. Боев Н.М. Управление энергетической эффективностью совмещенных каналов передачи данных единой системы связи / Н.М. Боев, Ю.А. Лебедев // Вестник Сиб-ГАУ им. акад. М.Ф. Решетнева. – Красноярск: СибГАУ, 2013. – Вып. 1 (47). – С. 11–15.

2. Песков С.Н. Основы цифровых технологий. – Ч. 2: Методы модуляции. Помехоустойчивость / С.Н. Песков, А.И. Барг, М.В. Балков [Электронный ресурс]. – Режим доступа: //www.konturm.ru/download/stat/2005/290805.pdf, свободный (дата обращения: 16.09.15).

УДК 621.396.41

А.С. Коряковцев, А.В. Помазанов

Нелинейная модель отечественного GaN-транзистора и проектирование СВЧ-усилителя мощности диапазона 2,7–3,1 ГГц

Получена нелинейная модель отечественного GaN-транзистора и представлены результаты проектирования СВЧ-усилителя мощности на основе полученной модели.

Ключевые слова: СВЧ-усилитель мощности, нелинейная модель, выходная мощность, коэффициент полезного действия, коэффициент передачи, коэффициент отражения.

В настоящее время быстрое развитие полупроводниковых технологий мощных СВЧ-транзисторов возросло в связи с необходимостью совершенствования различных радиоэлектронных, радиолокационных и систем телекоммуникаций диапазона СВЧ. Повсеместно проводится переход от громоздких электровакуумных приборов, таких как клистроны, магнетроны, лампы бегущей волны, к мощным полупроводниковым усилителям, которые на сегодняшний день всё более и более миниатюризированы.

Основные требования, которые предъявляются к усилителю мощности, следующие:

- высокая линейность;

- уровень выходной мощности;
- высокий КПД;
- диапазон рабочих частот;
- коэффициент передачи;
- коэффициенты отражения по входу и выходу;
- напряжение питания;
- малые габариты.

Усилитель мощности представляет собой устройство, которое усиливает сигнал, поступающий на его вход, до определённого уровня.

Нелинейная модель транзистора в значительной мере упрощает процесс разработки устройств, таких как усилители мощности, которые являются одной из необходимых частей радиотехнических систем.

Задачей исследования и проектирования являлось получение нелинейной модели отечественного GaN-транзистора ТНГ40010-28 и проектирование СВЧ-усилителя мощности диапазона 2,7–3,1 ГГц.

Результаты исследования

Перед началом разработки нелинейной модели и проектирования усилителя мощности был проведён обзор параметров отечественного транзистора.

Научно-исследовательский институт электронной техники (НИИЭТ) занимается разработками и производством изделий микроэлектроники, микро-ЭВМ, периферийных ИС, биполярных, полевых, DMOS- и LDMOS-, GaN-транзисторов и т.д. Модель, а именно ТНГ40010-28, которая будет исследована, принадлежит этой фирме.

Транзистор имеет следующие характеристики:

- выходная мощность 10 Вт;
- напряжение питания 28 B;
- коэффициент усиления по мощности 10 дБ.

Мощный нитридгаллиевый транзистор предназначен для работы в усилителях мощности до 6000 МГц [4].

Были предоставлены *S*-параметры модели и параметры оптимального импеданса со стороны источника и нагрузки для транзистора.

Так как одних S-параметров и оптимального импеданса недостаточно для проектирования усилителя мощности, необходимо получить нелинейную модель. Наличие нелинейной модели транзистора в значительной мере упрощает процесс разработки устройства. Появляется возможность более точного и менее затратного по времени и экономическим ресурсам расчёта.

Нелинейная модель ТНГ40010-28 будет выполнена на основе нелинейной модели T2G6000528-Q3

фирмы TriQuint, поскольку транзисторы имеют схожие параметры и отличаются лишь корпусами.

Характеристики транзистора T2G6000528-Q3:

- выходная мощность 10 Вт;
- напряжение питания 28 В;

 коэффициент усиления по мощности больше 10 дБ.

TriQuint T2G6000528-Q3 – GaN-транзистор на SiC-HEMT, предназначен для работы в усилителях мощности до 6 ГГц [5].

На рис. 1 представлена схема включения нелинейной модели для измерения *S*-параметров.

В результате проведённого сравнения S-параметров, предоставленных фирмой-разработчиком, и полученной нелинейной модели можно сделать следующие выводы: нелинейная модель приближённо отражает характеристики транзистора, но следует отметить, что это лишь имитация, выполненная на базе транзистора T2G6000528-Q3 фирмы TriQuint. Как поведёт себя реальный транзистор в составе спроектированного усилителя мощности, проверить можно будет лишь на практике.

С помощью блока LPTUNER или идеального трансформатора, позволяющего с наибольшей точностью добиться согласования нагрузки с источником, определено, способна ли полученная нелинейная модель в составе усилителя дать мощность 10 Вт.

На рис. 2 представлена схема включения, а на рис. 3 – график зависимости выходной мощности от входной на частоте 2,9 ГГц.



На частоте 2,9 ГГц при входной мощности 30 дБмВт максимальная мощность составляет 40,5 дБмВт, или больше 10 Вт, что говорит о возможности использования полученной модели в проектировании СВЧ-усилителя с выходной мощностью 10 Вт.

Результаты проектирования

Для входной цепи согласования, с учётом трансформации вниз, возьмём рекомендуемую четырёхэлементную, на основе Г-звена ФВЧ (рис. 4).



Рис. 4. Четырёхэлементная согласующая цепь

Выходная цепь согласования будет представлять собой несколько простейших ФНЧ-цепей с включённой параллельно индуктивностью. Индуктивность позволяет избавиться на выходе цепи согласования от мнимой составляющей импеданса. Выходная цепь согласования представлена на рис. 5.



Рис. 5. Рекомендуемая выходная цепь согласования

Данная согласующая цепь легко реализуется на практике. Выходная разделительная ёмкость *C_B* необходима для отделения постоянной составляющей выходного тока. Ёмкость не участвует в преобразовании выходного импеданса.

В дальнейшем произведён перевод сосредоточенных элементов в микрополосковые линии.

Схема усилителя мощности в микрополосковом исполнении представлена на рис. 6.

Топология усилителя представлена на рис. 7.

На рис. 8–11 представлены характеристики СВЧ-усилителя мощности после электромагнитного моделирования.



Рис. 6. Электрическая схема СВЧ-усилителя мощности



Литература

1. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. – М.: Сов. Радио, 1980.– 368 с.

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию TVCVPa, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

Рис. 12. Топология печатной платы

2. Балакирев А., Туркин А. Развитие технологии нитрида галлия и перспективы его применения в СВЧ-электронике // Современная электроника. – 2015. – № 4. – С. 28–32.

3. Мощные нитридгаллиевые транзисторы (GaN) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.compel.ru/lib/ne/2015/7/2-moshhnyie-nitridgallievyie-tranzistoryi-gan-ot-epc-konets-eryi-kremniya (дата обращения: 03.05.2017).

4. Построение и характеристики СВЧ-монолитных усилителей мощности на основе полупроводниковых материалов GaAs и GaN [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://cyberleninka.ru/article/n/postroenie-i-harakteristiki-svch-monolitnyh-usiliteley-moschnosti-na-osnovepoluprovodnikovyh-materialov-gaas-i-gan (дата обращения: 12.05.2017).

5. ТНГ40010-28 – НИИЭТ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://niiet.ru/wp-content/uploads/showcase.pdf (дата обращения: 01.05.2017).

6. Т2G6000528-Q3 – Qorvo [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.qorvo.com/products/d/da003816 (дата обращения: 02.05.2017).

7. 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 и Ф.В.Кушнира. – М.: Связь, 1971. – 439 с.

8. Яковенко В.А. Аналитический расчёт согласующих цепей лестничной структуры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://zhurnal.ape.relarn.ru/articles/2006/ 276.pdf // Электронный научный журнал «Исследовано в России». – 2006 (дата обращения: 08.05.2017).

9. Каганов В.И. СВЧ-полупроводниковые радиопередатчики. – М.: Радио и связь, 1981. – 400 с.

10. Разевиг В.Д. Проектирование СВЧ-устройств с помощью MicrowaveOffice. – М.: Солон-пресс, 2003. – 492 с.

11. Дмитриев Е.Е. Основы моделирования в Microwave Office 2009. – 2011. – 177 с.

УДК 621.396

Р.С. Куликов, Д.В. Царегородцев

Модифицированный алгоритм адаптивного фильтра

С развитием вычислительной техники и увеличением требований к точности фильтрации находят применение все более сложные подходы к методам оптимальной фильтрации. При этом, как правило, невозможно одновременно повышать важные показатели качества. В данной работе предлагается модифицированный метод адаптивной фильтрации, сокращающий время адаптации и её точность, а также результаты моделирования и применения в проектируемой системе.

Х

Ключевые слова: адаптивная фильтрация, усреднение по АПВ, точность фильтрации, время адаптации.

В настоящее время методы оптимальной фильтрации находят широкое применение при проектировании радиотехнических систем. Здесь и далее под оптимальным понимается фильтр, обеспечивающий минимум среднего квадрата ошибки фильтрации. Данные методы хорошо работают при выполнении ряда допущений (в частности, предположение о гауссовском виде апостериорной плотности вероятностей (АПВ) случайных процессов). Важную роль при этом играют априорные знания разработчика о статистических характеристиках полезного сообщения и шума наблюдения.

На практике необходимые допущения выполняются частично либо не выполняются вовсе, а разработчик зачастую находится в условиях априорной неопределенности, что создаёт дополнительные трудности при разработке оборудования. Существуют и методы преодоления данных трудностей.

Будем полагать, что закон распределения случайных процессов известен заранее, а априорная неопределённость заключается в том, что заранее неизвестны параметры распределений (математическое ожидание, дисперсия и пр.). Неизвестные параметры полагаются постоянными на интервале наблюдения случайными величинами со своими законами распределения.

Модели информативного процесса $\mathbf{x}_k(\boldsymbol{\alpha})$ и наблюдений \mathbf{y}_k – известны. Неизвестны параметры a, которые будем полагать случайными величинами с заданной плотностью вероятности $p_{ab}(a)$.

Пусть сообщение задаётся в виде линейной марковской случайной модели

$$\mathbf{x}_{k}(\boldsymbol{\alpha}) = \mathbf{F}_{k-1}(\boldsymbol{\alpha})\mathbf{x}_{k-1}(\boldsymbol{\alpha}) + \mathbf{G}_{k-1}(\boldsymbol{\alpha})\mathbf{\kappa}_{k-1}, \quad (1)$$

где κ_{k-1} – векторный дискретный белый гауссов формирующий шум с матрицей дисперсий $\begin{vmatrix} \sigma^2 & 0 & 0 \end{vmatrix}$

$$\mathbf{D}_{\kappa}(\boldsymbol{\alpha}) = \boldsymbol{\sigma}_{\kappa}^{2} = \begin{vmatrix} \boldsymbol{\sigma}_{\kappa-\min}^{2} & \boldsymbol{\sigma}_{\kappa}^{2} \\ \boldsymbol{\sigma}_{\kappa-\max}^{2} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{\sigma}_{\kappa-\min}^{2} \end{vmatrix} - \mathbf{д}$$
иагональная мат-

рица, $\mathbf{x}_k(\boldsymbol{\alpha})$ – вектор состояния, $\boldsymbol{\alpha}$ – вектор априорно неизвестных параметров, определяющих распределения полезного сообщения, с априорно известной плотностью вероятности $p_{ap}(\boldsymbol{\alpha})$.

На вход фильтра поступают наблюдения:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{x}_{k-1}(\boldsymbol{\alpha}) + \sigma_n \mathbf{n}_{k-1}, \qquad (2)$$

где \mathbf{n}_{k-1} – векторный дискретный белый гауссов шум наблюдения с матрицей дисперсий

$$\mathbf{D}_n = \mathbf{\sigma}_n^2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Матрицы дисперсий шумов наблюдения и формирующего \mathbf{D}_n , $\mathbf{D}_{\mathbf{k}}$ определяются их дискретными

спектральными плотностями и периодом дискретизации:

$$\mathbf{D}_n = \mathbf{S}_n / T , \qquad (3)$$

$$\mathbf{D}_{\kappa} = \mathbf{S}_{\kappa} / T . \tag{4}$$

В процессе наблюдений нужно формировать оценку вектора состояния в каждый тактовый момент времени с минимально возможной среднеквад-

ратической ошибкой $\varepsilon_{c\kappa}$ min = min $\sqrt{M} \left[\left(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} \right)^2 \right]$.

Для получения такой оценки с априорно неопределённым вектором параметров α необходимо получать оценку АПВ вектора параметров α и производить усреднение по его области значений [α_{min} , α_{max}]. Решением данной задачи является адаптивный фильтр.

Один из подходов к практической реализации усреднения по АПВ вектора параметров **a** заключается в том, что его область значений [α_{\min} , α_{\max}] разбивается (дискретизируется с шагом Δa) на множество возможных значений вектора параметров $a_1 = a_{\min}$, $a_2 = a_{\min} + \Delta a$, ..., $a_M = a_{\max}$. Далее для каждого из возможных значений вектора параметров a_i строится оптимальный фильтр; вместе они образуют многоканальный фильтр; каждый канал оптимален для «своего» фиксированного значения вектора параметров a_i . К этому фильтру добавляется блок адаптации, в котором производится оценка апостериорных вероятностей. Выходная оценка многоканального адаптивного фильтра является взвешенной суммой канальных оценок:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k} = \sum_{i=1}^{M} \hat{\mathbf{x}}_{k}(\boldsymbol{a}_{i}) P(\boldsymbol{a}_{i} | Y_{0}^{k}).$$
(5)

Таким образом, производится приближённое усреднение по АПВ; данный подход относится к интегральной адаптации. Адаптация заключается в перестройке канальных АПВ $P(\boldsymbol{\alpha}_i | Y_0^k)$ вектора параметров $\boldsymbol{\alpha}$. Этот подход является самым вычислительно требовательным, но и самым близким к оптимальному при достаточном числе каналов M (при достаточно малом шаге $\Delta \boldsymbol{\alpha}$).

Изменяя параметры адаптивных фильтров, можно добиваться изменения значений показателей качества, характеризующих процесс адаптации. При этом, как правило, невозможно повышать одновременно несколько показателей качества. Далее предлагается подход, позволяющий снизить время адаптации и повысить её точность применительно к методу адаптации с усреднением по АПВ.

Для простоты примем вектор состояния с одной компонентой – расстоянием между приемником и передатчиком. Дисперсия формирующего шума может принимать два априорно неизвестных значения, достаточно отличающиеся друг от друга, чтобы характеризовать различную динамику процесса. На интервале наблюдения будет иметься три стадии динамического воздействия: слабое – сильное – слабое.

Получающийся при такой постановке задачи фильтр представляет собой два линейных следящих фильтра с идентичной структурой, но разными полосами пропускания: широкополосный для оптимальной оценки в случае большой дисперсии формирующего шума и узкополосный для случая малой дисперсии формирующего шума, а также блок усреднения по АПВ.

Начальные значения априорных вероятностей большого и малого значений дисперсии формирующего шума выбираются довольно произвольно; здесь они принимаются равными 1/2.

Во время адаптации при неизменной динамике информативного процесса оценка АПВ одного канала возрастает до единицы, а другого - падает до нуля. После этого в силу рекуррентности используемых выражений для оценки АПВ всегда будет использоваться только один канал для конечной оценки дальности при любом последующем изменении динамики. То есть фильтр перестает быть адаптивным. Чтобы этого избежать, ограничивают минимально возможное значение канальной АПВ P_{min}. При этом необходимо выбирать компромиссное значение: чем меньше P_{min}, тем точнее адаптация, но при этом увеличивается время адаптации. Это наглядно продемонстрировано путём моделирования на рис. 1: для фильтра А порог $P^{A}_{min} = 10^{-2}$, для фильтра В порог $P^{\rm B}_{\rm min} = 10^{-7}$. Оценивается оптимальное значение полосы пропускания.



Рис. 1. Влияние *P*_{min} на время и точность адаптации

Видно, что адаптация фильтра A с высоким порогом $P^{A}_{min} = 10^{-2}$ проходит гораздо быстрее, чем адаптация фильтра B с низким порогом $P^{B}_{min} = 10^{-7}$. Однако при большом пороге $P^{A}_{min} = 10^{-2}$ точность адаптации хуже. Это происходит в связи с ненулевым влиянием оценки «холостого» канала при усреднении по АПВ; и чем выше порог P_{min} , тем сильнее влияние «холостого» канала.

Видно, что время адаптации к слабой динамике полезного сообщения на начальном отрезке, когда обе апостериорные вероятности $P(\sigma_{\kappa_{min}}^2)$ и $P(\sigma_{\kappa_{max}}^2)$ равны 1/2, практически не зависит от порога P_{min} . При этом адаптация проходит существенно быстрее, чем на финальном отрезке, когда один из каналов близок к «отключению».

Идея предлагаемого метода состоит в том, чтобы использовать различные пороговые значения P_{\min} для каждого канала: повышенное значение для узкополосного канала и повышенное для широкополосного.

На рис. 2 представлены результаты моделирования при условиях, аналогичных условиям моделирования на рис. 1. Отличия в выборе минимальных порогов. В адаптивном фильтре В пороги $P^{\rm B}_{\rm min} = 10^{-7}$ для обоих канальных фильтров – как и ранее. В фильтре С пороги имеют разные значения для канальных фильтров: $P^{\rm C}_{\rm min} = 10^{-2}$ для узкополосного канального фильтра и $P^{\rm C}_{\rm min} = 10^{-7}$ для широкополосного канального фильтра.



Видно, что при таком подходе значительно уменьшилось время и точность адаптации к малодинамичному воздействию, а точность адаптации к высокодинамичному воздействию уменьшилась незначительно.



Рис. 3. Результаты практического применения метода

Данный подход был использован при проектировании прецизионной локальной радионавигационной системы, где параллельно работают многоканальные адаптивные фильтры – по одному на каждый канал измерения дальности. Для сравнения полученных практических результатов с результатами моделирования ограничимся двумя каналами в адаптивном фильтре. При этом значения пороговых канальных АПВ выберем, как и ранее: $P_{\rm min} = 10^{-7}$ для широкополосного канального фильтра и всех каналов сравниваемого адаптивного фильтра.

На рис. 3 представлено изменение канальных АПВ для каждого адаптивного фильтра. Здесь канал А рассчитан на малую динамику информативного процесса, канал В – на большую.

Видно, что использование предложенного метода действительно позволяет существенно сократить время адаптации к малодинамичным процессам, тем самым увеличивая качество слежения за процессами, динамика которых имеет свойство быстро изменяться.

Литература

1. Перов А.И., Статистическая теория радиотехнических систем. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.

2. Первачев С.В. Адаптивная фильтрация сообщений / С.В. Первачев, А.И. Перов. – М.: Радио и связь, 1991. – 160 с.

3. Фам Хай Чунг. Разработка и исследование алгоритмов адаптации цифровых радиотехнических следящих систем радионавигационных и радиолокационных приемников: Дис. ... канд. техн. наук: 05.12.14. – М., 2005. – 182 с. РГБ ОД, 61:05-5/3866.

4. Куликов Р.С. Разработка и исследование адаптивных систем фазовой автоподстройки и их применение в аппаратуре потребителей спутниковых навигационных систем: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.14. – М., 2010. – 276 с. РГБ ОД, 61 10-5/2270.

5. Стратонович Р.Л. Принципы адаптивного приема. – М.: Сов. радио, 1973. – 144 с.

6. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. – М.: Сов.е радио, 1977. – 432 с.

7. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Адаптация систем приема и обработки информации и теория статистических решений // Автомат. и телемех. – 1968. – № 3. – С. 71–84.

УДК 621.396.018.424

В.Н. Овсянникова, В.А. Кологривов

Модельное исследование многоканальной сверхширокополосной радиосвязи на основе временного разделения каналов

Исследование возможностей многоканальной сверхширокополосной радиосвязи на основе производной импульсов Гаусса и Рэлея с использованием временного разделения каналов.

Ключевые слова: сверхширокополосный сигнал, разделение во времени, производная импульса Гаусса, производная импульса Рэлея.

В наше время повышаются требования к скорости передачи данных, качеству связи, увеличению трафика, необходимости повторного использования частот радиодиапазона и пр. Развитие сверхширокополосной СШП-связи вносит новый виток в разработку беспроводных систем передачи данных.

Первое определение термина «сверхширокополосные сигналы» (Ultra Wide Band) было дано в 1990 г. агентством DARPA (НИОКР) Министерства обороны США. Но зародилась СШП-связь намного раньше, ещё в 50–60-е годы XX в.

СШП (UWB) является эффективной альтернативой технологии беспроводного доступа, обеспечивающей обмен данными по радиоканалу между периферийными устройствами ПК и мобильными устройствами на небольших расстояниях с очень высокой скоростью и небольшими расходами энергии. С помощью широкого радиочастотного (РЧ) диапазона разработка UWB позволяет передавать по беспроводному каналу на небольшие расстояния (например, около здания или небольшого офиса) существенно большие объемы информации и за меньшее время, нежели классические беспроводные технологии. В сочетании с малым энергопотреблением и импульсным характером данных СШП позволяет достичь высокой скорости передачи данных без помех оборудованию других применяющихся сегодня беспроводных стандартов, таких как Wi-Fi, WiMAX и стандарты сотовой связи [1].

Применение сигналов без несущей частоты

В основе СШП системы связи для передачи различного рода информации лежит идея применения сигналов без несущей частоты.

Если не использовать несущую частоту, а пытаться излучать видеоимпульсы, то для того, чтобы их спектр оказался в радиодиапазоне, требуется сделать их сверхкороткими. Поэтому для организации радиосвязи без несущей используют определенной формы сверхкороткие импульсы модулированных информационными последовательностями. Именно таким способом реализуется СШП-связь, где в качестве сверхкоротких импульсов используются производные импульсов Гаусса или Рэлея.

Внедрение СШП-сигналов с малой длительностью позволяет существенно расширить используемый диапазон частот и сохранить качество передаваемых данных на высоком уровне.

За счет того, что уменьшается длительность и увеличивается скважность излучаемых импульсов, возникает возможность продуктивно бороться с переотражениями, вызванными предметами, находящимися на пути распространения между источником, передающим информацию, и приемником [2].

Временное разделение каналов

Разделение во времени реализуется на основе введения понятия кадра и разделения его на временные слоты.

Системы с временным разделением являются перспективными для СШП-истем беспроводного доступа с высокой скоростью передачи, однако при этом возрастают требования к системам синхронизации.

Гауссов импульс

Многие явления природы и техники, в том числе и сигналы, описываются функцией Гаусса.

Импульсы гауссовой (колоколообразной) формы удобно использовать в радиосвязи – их спектр имеет такую же колоколообразную форму, в которой отсутствуют боковые лепестки (см. рис. 1).



Рис. 1. Последовательность импульсов Гаусса

Временной форме импульса Гаусса соответствует выражение [3]:

$$S_{\rm H\Gamma}(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma}} \times \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)$$

где A – коэффициент амплитуды, принимается равным единице; σ – коэффициент формы; π – постоянная, равная 3,14.

Форма сверхкоротких импульсов описывается моноциклом Гаусса, или первой производной импульса Гаусса (рис. 2).

Рекуррентная формула *n*-й производной импульса Гаусса имеет вид

$$S^{n}(t) = -\frac{n-1}{\sigma^{2}} \times S^{n-1}(t) - \frac{t}{\sigma^{2}} \times S^{n-1}(t),$$

где *п* – порядок производной.



Рис. 2. Первые производные импульса Гаусса

Импульс Рэлея

Импульс Рэлея описывается экспоненциальной функцией, умноженной на параметр времени (рис. 3). Спектральная плотность импульса Рэлея также описывается экспоненциальной функцией и не будет иметь боковых лепестков.

В СШП-связи используются не сами импульсы Рэлея, а их производные, которые имеют вид кратковременных «всплесков».

Первая производная содержит один переход через 0 (рис. 4), вторая производная будет содержать уже 2 перехода через 0. Производные импульсов получаются узкими и им соответствуют сверхширокие спектры, что как раз и требуется в СШП-связи [3].



Временной форме импульса Рэлея соответствует выражение

$$S(t) = \frac{4\pi t}{\sigma^2} \times \exp\left(-\frac{2\pi t^2}{\sigma^2}\right)$$

где σ – коэффициент формы импульса; π – постоянная, равная 3,14.

Производные от импульса Рэлея определяются следующим рекуррентным выражением:

$$S^{n}(t) = -\frac{4\pi t}{\sigma^{2}} \times S^{n-1}(t) - \frac{4\pi n}{\sigma^{2}} \times S^{n-2},$$

где *п* – порядок производной.



Рис. 4. Первые производные импульсов Рэлея

Сигналы, соответствующие производным импульсов Рэлея, также получили распространение в СШП-системах.

Исследование модели СШП-системы на основе импульсов Гаусса и Рэлея и временного разделения каналов

Рассмотрим упрощенную функциональную модель 3-канальной СШП-системы на основе импульсов Гаусса и Рэлея и временного разделения каналов (рис. 5). Основное отличие укрупненных моделей Гаусса и Рэлея состоит в передающей части, где находится генератор импульсов и происходит формирование производных импульсов Гаусса либо Рэлея.

В передающей части есть генератор селектирующих импульсов, с помощью которых реализуется разнесение каналов по времени (временные слоты) внутри кадра.

Исходные данные. Моделирование ведется во временной области с использованием относительных масштабов по времени и частоте. Скорость цифрового потока была выбрана равной R = 1, соответственно длительность бита $\tau = 1$, длина исследуемой импульсной последовательности составляет L = 10000 бит. Длительность импульсов Гаусса и Рэлея и соответственно их производных составляет $\Delta t = 0,1$, т.е. скважность равна Q = 10. Ширина спектральной плотности СШП-сигналов составила порядка 13 Гц. При эквивалентном изменении масштаба в 10^{-9} раз получаем $\Delta t = 0,1$ нс и ширину спектральной плотности порядка 13 ГГц, что вполне согласуется с диапазоном современных СШП-систем.

Исследование помехоустойчивости

Помехоустойчивость отображается графиком водопадоподобной характеристики, который в свою очередь характеризуется зависимостью вероятности появления битовой ошибки от отношения сигнал/шум.

Для вычисления отношения сигнал/шум необходимо измерить мощность сигнала, а потом – сигнала с шумами. Для измерения мощности сигнала *S*-канала необходимо присоединить измеритель мощности в точки либо *A*, либо *B*, либо *C* (см. рис. 5). Для измерения мощности сигнала с шумами SN одного из каналов подключаем измеритель мощности в точки либо *D*, либо *E*, либо *F*.

В результате соотношение сигнал/шум *n*-го канала можно рассчитать по формуле

$$SNR = 10 \times \log\left(\frac{S}{SN-S}\right)$$
, дБ

Число ошибок *n*_{err} фиксируется блоком детектора ошибок (см. рис. 5). После чего, изменяя мощность ГШК и соответственно SNR, повторяем измерения и обеспечиваем построение графика водопадоподобной характеристики.

Элементы методики. Подбором мощности ГШК добиваемся числа ошибок в каналах примерно $n_{\rm err} = 1$ и производим измерения SNR. Затем, поэтапно увеличивая мощность ГШК, изменяем SNR, контролируя число ошибок, и строим водопадоподобную характеристику.



Рис. 5. Укрупненная функциональная схема 3-канального СШП-модема: ГИ – генератор импульса Гаусса или Рэлея; ИИ – информационный источник 1, 2, 3;

ГСИ – генератор селективных по времени импульсов; ЭЗ – элемент задержки; ИМ – измеритель мощности;

О – осциллограф; ГШК – генератор шума канала;

ВС – временной селектор; БКО – блок корреляционной обработки; *А*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F* – точки измерения мощности

Результат исследования помехоустойчивости 3-канальной СШП-системы на основе производной импульсов Гаусса изображен на рис. 6.

Из рис. 6 видно, что соотношению сигнал/шум –2,4 дБ соответствует вероятность битовой ошибки 10⁻⁴.



Рис. 6. График зависимости вероятности появления битовой ошибки 3-канальной СШП-системы на основе импульсов Гаусса и временного разделения каналов от соотношения сигнал/шум

Результат исследования помехоустойчивости 3-канальной СШП-системы на основе импульсов Рэлея изображен на рис. 7.



Рис. 7. График зависимости вероятности появления битовой ошибки 3-канальной СШП-системы на основе импульсов Рэлея и временного разделения каналов от соотношения сигнал/шум

УДК 629.78

Е.С. Паскаль

Из рис. 7 видно, что соотношению сигнал/шум –2,6 дБ соответствует вероятность битовой ошибки 10⁻⁴.

Таким образом, графики водопадоподобных характеристик СШП-систем на основе производных импульсов Рэлея и Гаусса и временного разделения каналов совпадают с точностью вплоть до 0,2 дБ. Водопадоподобные характеристики располагаются в области отрицательных значений SNR, что обусловлено корреляционной обработкой данных в модеме.

Моделирование подтвердило возможность построения многоканальных СШП-систем на основе импульсов Гаусса и Рэлея и временного разделения каналов. Соотнесение масштабов моделирования подтвердило сверхширокополосность исследуемых систем. Результаты моделирования могут быть использованы при разработке реальных СШП-модемов.

Литература

1. Дмитриев В. Технология передачи информации с использованием сверхширокополосных сигналов (UWB). – Ч. 1 // Компоненты и технологии. – 2003. – №9. – С. 72–76 [Электронный ресурс] – Режим доступа: свободный http://www.kit-e.ru/articles/wireless/2003_09_72.php

2. Абдрахманова Г.И. Системы, сети и устройства телекоммуникаций: повышение эффективности сверхширокополосных систем связи на основе оптимизации формы импульсов: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Уфа, 2013. – 19 с. [Электронный pecypc]. – Режим доступа: http://www.ugatu.su/assets/files/do-cuments/nich/dissov/d7/ 14.11.13/abdrahmanova_avtoreferat.pdf

3. Грахова Е.П. Системы, сети и устройства телекоммуникаций: повышение эффективности сверхширокополосных беспроводных систем связи на основе спектральной модуляции: дис. ... канд. техн. наук. – Уфа, 2016. – 197 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ugatu.ac.ru/assets/files/documents/dissov/07/2016/ Grakhova_E_P/diss.pdf

Экспериментальная оценка уровня сигнала спутниковых радионавигационных систем при разных углах места космического аппарата

Исследованы характеристики сигнала GPS при различных углах места космического аппарата (KA), в том числе малых углах. Данные, полученные в ходе эксперимента, могут быть применены для исследования возможности приема сигналов GPS при малых углах места в разнесенных на большие расстояния приемных пунктах. Ключевые слова: GPS, угол места, отношение сигнал/шум.

В данном эксперименте принимаются сигналы спутников GPS-приемником Ashtech Z-12. Приемник Ashtech Z-12 – GPS-приемник, работающий с сигналами системы глобального позиционирования. Приемник предназначен для навигации и точного распознавания местоположения спутниковых объектов [1]. Приемник имеет 12 независимых каналов и систему автоматического слежения, которая позволяет отслеживать одновременно все спутники, находящиеся в его поле зрения.

Проведение эксперимента

Запись сигналов GPS производилась приемником Ashtech z-12 с использованием всенаправленной антенны. Полученные данные описывают характе-
ристики принятого сигнала. Наибольший интерес для исследования представляли отношение сигнал/ шум и угол места спутника GPS, полученные для различных диапазонов, таких как L1, L1P и L2P. На рис. 1–9 представлены уровень отношения сигнал/ шум в относительных величинах и углы места КА относительно приемника. За единицу времени взят интервал записи сигнала, равный 100 мс реального времени.





При исследовании полученных графиков заметны искажения сигнала. Замечено, что данные искажения появляются на определенных углах места при исследовании сигнала разных спутников. Таким образом, можно полагать, что данные искажения вызваны либо способом приема, либо прохождением

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

сигнала в заданном направлении. Графики представлены на рис. 10–12.



В ходе работы были практически определены зы места, при которых возникают значительные

углы места, при которых возникают значительные искажения сигнала, это позволит учитывать эти диапазоны углов при исследовании разнесенного приема сигналов.



Также были рассмотрены случаи, когда спутник находился на постоянном углу места, при котором менялся угол азимута (рис. 13, 14). При малых углах места от 0 до 20° наблюдается ухудшение отношения сигнал/шум.



Данные, полученные в результате исследования будут использованы для исследования трансионосферного зондирования сигналами ГНСС при большом разносе приемных пунктов.

Литература

1. Z-12 GPS Receiver Operation and Reference Manual. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: ftp://ftp.ashtech.com/OEM_Sensor_ADU/Legacy%20products /Z12/z12.pdf, свободный (дата обращения: 30.07.2017). УДК 621.375.026

А.С. Половников

Адаптивный корректор нелинейных искажений на базе ряда Вольтерры с переменными коэффициентами

Представлена новая математическая модель предкорректора, разработанная с учетом особенностей появления нелинейных искажений в усилителях мощности СВЧ-сигналов с OFDM-модуляцией. Данная модель состоит из каскадного соединения статического и динамического предкорректоров. Принцип действия динамического предкорректора основан на использовании ряда Вольтерры с переменными коэффициентами. В данной работе также предложен алгоритм адаптивной настройки предкорректора. Приведены результаты вычислительного эксперимента, показывающие его эффективность.

Ключевые слова: корректор нелинейных искажений, предкоррекция, линеаризация, эффект памяти, усилитель мощности.

К современным радиосистемам теле-, радиовещания и мобильной связи предъявляются высокие требования с точки зрения скорости передачи данных и помехоустойчивости. Это стимулирует внедрение сложных методов цифровой модуляции с высокой спектральной эффективностью, обеспечивающих наилучшее использование имеющегося диапазона частот. Одним из следствий использования таких методов модуляции является высокое значение пик-фактора передаваемых сигналов, что приводит к снижению коэффициента полезного действия усилителя мощности.

Усилители мощности высоких частот работают в наиболее энергетически выгодном режиме, когда значение выходной мощности близко к насыщению. Этот режим работы соответствует максимальным нелинейным искажениям выходного сигнала. Для того чтобы передатчик обеспечивал требуемую площадь покрытия и высокое качество передачи данных, величина нелинейных искажений выходного сигнала не должна превышать определенного уровня. Добиться приемлемого уровня нелинейных искажений от усилителя, работающего в режиме насыщения, без применения коррекции невозможно.

В настоящее время главным методом коррекции нелинейных искажений стала цифровая предкоррекция. За последние два десятилетия предложено большое количество подходов к построению предкорректоров нелинейных искажений. Большинство решений, используемых на практике, основано на применении модифицированных или упрощенных рядов Вольтерры [1]. Объясняется это тем, что такие системы легко могут быть реализованы в виде цифровых схем. И что более важно, они отлично подходят для коррекции получивших широкое распространение усилителей мощности класса АВ, у которых передаточная характеристика линейна при малом уровне входного сигнала и становится нелинейной с увеличением амплитуды сигнала. Однако модель Вольтерры имеет внутренние ограничения, обусловленные слабой сходимостью ряда Вольтерры.

В последние годы разрабатываются более совершенные с точки зрения энергоэффективности схемы построения усилителей: многоуровневые схемы Догерти, out-phasing, ключевые схемы. Передаточная характеристика таких усилителей сильно отличается от усилителей класса AB и имеет существенную нелинейность. Следует отметить, что традиционные предкорректоры на базе рядов Вольтерры с трудом подходят для таких усилителей. Поэтому существует потребность в разработке новых, более совершенных способов предкоррекции.

Если рассмотреть историю развития методов предкоррекции усилителей мощности, можно увидеть следующие тенденции. Сначала появилась идея использовать ряд Вольтерры для формирования предыскажения. Поскольку ряд Вольтерры имеет большое количество коэффициентов, первые усилия были направлены на сокращение их количества. Так появились модели полиномиального типа [2]. Далее целью исследователей стало повышение точности моделирования за счет более точного представления статической нелинейности. Результатом этой работы стало появление модели на базе модифицированного ряда Вольтерры и модели с ограничением динамической девиации [3, 4]. Появление усилителей нового типа, таких как схема Догерти и схема с отслеживанием огибающей, потребовало увеличения гибкости моделирования. В результате были разработаны варианты кусочных моделей [5].

В каких направлениях следует продолжать дальнейшие разработки методов предкоррекции нелинейных искажений? Известные методы предкоррекции основываются на предположении, что усилитель - это слабонелинейное инерционное устройство, о характере нелинейности которого ничего неизвестно. Поэтому в корректорах используются общие подходы к моделированию таких устройств, такие как ряд Вольтерры. Причем набор базисных функций при создании модели выбирается часто без достаточного обоснования. В то же время представляется перспективным при создании модели учитывать особенности нелинейных свойств усилителей, принимая во внимание механизм появления эффекта памяти. Нелинейные свойства усилителей мощности имеют следующие особенности:

1. Уровень мощности, приходящийся на нелинейные искажения в выходном сигнале усилителя,

во много раз меньше мощности полезного сигнала. Даже очень нелинейные усилители имеют соотношение (мощность полезного сигнала/мощность искажений) не менее 20–25 дБ.

 Уровень мощности искажений, обусловленных эффектом памяти, меньше общего уровня нелинейных искажений. Это означает, что большая часть мощности приходится на искажения, вызванные статической нелинейностью усилителя.

3. У современных усилителей мощности полоса пропускания, как правило, значительно шире полосы, занимаемой полезным сигналом. Таким образом, можно считать, что эффект памяти является результатом динамического изменения передаточной характеристики усилителя вследствие изменений модуля амплитуды сигнала.

В данной работе рассматривается математическая модель предкорректора, созданная с учетом указанных выше факторов.

Математическая модель предкорректора

Схема корректора нелинейных искажений показана на рис. 1. Корректор состоит из двух каскадов: предкорректора со статической нелинейной характеристикой и динамического предкорректора.



нелинейных искажений

Передаточная характеристика статического предкорректора описывается следующей формулой:

$$y(n) = K_s(|x(n)|)x(n),$$
 (1)

где x(n) – комплексная амплитуда входного сигнала статического предкорректора, y(n) – комплексная амплитуда выходного сигнала статического предкорректора, K(|x(n)|) – комплексный коэффициент передачи предкорректора, который зависит от амплитуды входного сигнала.

Статический корректор обеспечивает линеаризацию усредненных передаточных характеристик усилителя. При быстрых изменениях амплитуды входного сигнала в выходном сигнале усилителя будет появляться сигнал ошибки коррекции, обусловленный действием эффекта памяти. Таким образом, выходной сигнал усилителя равен

$$y(n) = kx(n) + \eta(|x(n)|, |x(n-1)|, |x(n-2)|, ...)x(n), (2)$$

где составляющая $\eta(|x(n)|,|x(n-1)|,...|x(n-M)|)x(n)$ – сигнал ошибки коррекции.

Статический предкорретор в структуре рис. 1 основан на модели, предложенной в работе [6]. Он компенсирует ошибку коррекции статического предкорректора, добавляя во входной сигнал статического предкорректора корректирующий сигнал:

$$u_d(n) = x(n) + + \psi(|x(n)|, |x(n-1)|, |x(n-2)|, \dots |x(n-M)|)x(n), \quad (3)$$

где x(n) – комплексная амплитуда входного сигнала динамического предкорректора, $u_d(n)$ – комплексная амплитуда выходного сигнала динамического предкорректора, $\psi(|x(n)|, |x(n-1)|, |x(n-2)|, \dots, |x(n-M)|)x(n)$ – корректирующий сигнал, каждое мгновенное значение которого зависит от M предыдущих значений входного сигнала.

Выполним следующую подстановку:

 $\psi(|x(n)|,|x(n-1)|,|x(n-2)|,...|x(n-M)|) =$

$$= \psi'(|x(n)|, e_1, e_2, \dots, e_M), \qquad (4)$$

где $e_i = |x(n-i)| - |x(n)|$.

Разложим $\Psi(...)$ в ряд Тейлора по переменным *е_i*, принимая во внимание, что при

$$e_{1}(n) = e_{2}(n) = \dots = e_{M}(n) = 0, \ \psi'(|x(n)|, e_{1}, e_{2}, \dots, e_{M}) = 0$$

$$\psi'(|x(n)|, e_{1}, e_{2}, \dots, e_{M}) = \sum_{i=1}^{M_{1}} v_{1,i}(|x(n)|)e_{i} + \sum_{i=1}^{M_{2}} \sum_{k=1}^{M_{2}} v_{2,i,k}(|x(n)|)e_{i}e_{k} + \sum_{i=1}^{M_{3}} \sum_{k=1}^{M_{3}} \sum_{l=1}^{M_{3}} v_{3,i,k,l}(|x(n)|)e_{i}e_{k}e_{l} + \dots$$
 (5)

Таким образом, получаем аппроксимацию функции Ч'(...) с помощью ряда Вольтерры, коэффициенты которого зависят от амплитуды входного сигнала.

Функция $\psi'(|x(n)|,e_1,e_2,...,e_M)$ предназначена для моделирования очень малых отклонений полезного сигнала, необходимых для компенсации эффекта памяти. Для этого применим ряды Вольтерры малой степени и малой глубины памяти. Причем для ядер ряда Вольтерры большей степени глубина принимаемой во внимание памяти может быть меньше, чем для ядер малой степени.

Запишем математическую модель динамического предкорректора в матричном виде:

$$u_d(n) = C(|x(n)|)\Phi(n)x(n), \qquad (6)$$

где $C(|x(n)|) = [c_0(|x(n)|) c_1(|x(n)|) \dots c_S(|x(n)|)] -$ коэффициенты, которые динамически зависят от амплитуды входного сигнала.

В выражении (6) приняты обозначения: $\Phi(n) = \begin{bmatrix} 1 & \phi_1(n) & \phi_2(n) & \dots & \phi_S(n) \end{bmatrix}^T$ – набор базисных функций; $S = M_1 + M_2^2 + M_3^3 + \dots + M_P^P$ – максимальное количество коэффициентов; P – максимальная степень полинома;

$$\phi_{s} = \begin{cases} e_{i_{1}}, & s \in [1...M_{1}], i_{1} \in [1...M_{1}], \\ e_{i_{1}}e_{i_{2}}, & s \in [M_{1}+1...M_{1}+M_{2}^{2}], \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e_{i_{1}}e_{i_{2}}\dots e_{i_{p}}, & s \in [(M_{1}+...+M_{P-1}^{P-1}+1)... \\ & (M_{1}+...+M_{P-1}^{P-1}+M_{P}^{P})], \\ & i_{1}, i_{2}\dots i_{p} \in [1...M_{P}]. \end{cases}$$
(7)

Например, при максимальной степени полинома, равной 3, и при глубине памяти составляющих первого, второго и третьего порядка соответственно

3, 2, 1 набор базисных функций выглядит следующим образом:

$$\Phi(n) = \begin{bmatrix} x(n-1)|-|x(n)| \\ |x(n-2)|-|x(n)| \\ |x(n-3)|-|x(n)| \\ (|x(n-3)|-|x(n)|)^{2} \\ (|x(n-2)|-|x(n)|)^{2} \\ (|x(n-1)|-|x(n)|)(|x(n-2)|-|x(n)|) \\ (|x(n-1)|-|x(n)|)^{3} \end{bmatrix}.$$
(8)

В целом математическая модель предкорректора имеет вид

$$u_d(n) = C(|x(n)|)\Phi(n)x(n),$$

$$y(n) = K_s(|u_d(n)|)u_d(n).$$
(9)

Зависимость $K_s(|u_d(n)|)$ представим в виде степенного полинома, а составляющую C(|x(n)|) – в виде таблицы:

$$u_d(n) = C\Phi(n)x(n),$$

$$y(n) = A\Psi(|u_d(n)|)u_d(n),$$
(10)

где $C = [c_{0i} \ c_{1i} \ \dots \ c_{Ki}] -$ коэффициенты, которые динамически зависят от амплитуды входного сигнала;

$$i = \begin{cases} N-1, & (N-1)\delta x \le |x(n)| < N\delta x, \\ \vdots & \vdots \\ 1, & \delta x \le |x(n)| < 2\delta x, \\ 0, & 0 \le |x(n)| < \delta x, \end{cases}$$
(11)

 $A = [a_1 ... a_{P_s}] -$ коэффициенты статического предкор-

ректора; $\Psi(|u_d(n)|) = \left[|u_d(n)| |u_d(n)|^2 \dots |u_d(n)|_s^P \right]^T$; *Ps* – степень полинома статического предкорректора.

Адаптивная настройка предкорректора

Алгоритм адаптивной настройки корректора выполняется в два этапа. На первом этапе оцениваются коэффициенты статического предкорректора. Для этого на вход усилителя подается полезный сигнал и производится запись выборок входного и выходного сигналов усилителя. Затем производится решение системы уравнений:

$$x_{a}(n) = A\Psi(\frac{|y_{a}(n)|}{g_{a}})\frac{y_{a}(n)}{g_{a}}, \quad n = [1...N],$$
$$g_{a} = \frac{\max(|y_{a}(n)|)}{\max(|x_{a}(n)|)}, \quad (12)$$

где $x_a(n)$ – отсчеты выборки значений комплексной амплитуды входного сигнала усилителя; $y_a(n)$ – отсчеты выборки значений комплексной амплитуды выходного сигнала усилителя; g_a – коэффициент усиления усилителя после линеаризации.

Так как система уравнений (12) является переопределенной, решение определяется методом наименьших квадратов. На втором этапе производится настройка динамического предкорректора. Алгоритм настройки динамического корректора поясняет схема на рис. 2.

В систему добавлен вспомогательный динамический корректор 2 (см. рис. 2), коэффициенты которого настраиваются так, чтобы минимизировать среднюю мощность сигнала ошибки:

$$\varepsilon(n) = -(y_a(n) - g_a x(n))/g_a + u_{d'}(n).$$
 (13)



Рис. 2. Система адаптивной настройки динамического корректора

Настройка коэффициентов производится с помощью итерационной процедуры, описываемой формулой

$$c_{j,i,k+1} = c_{j,i,k} + \mu \varepsilon(n) \phi_j(n) \hat{x}(n), \qquad (14)$$

где k – номер итерации; j – номер коэффициента, соответствующий номеру базисной функции; μ – коэффициент, определяющий скорость сходимости алгоритма; $x^*(n)$ – амплитуда сигнала, комплексно-сопряженного по отношению к входному сигналу; i – зависит от амплитуды сигнала.

После определенного количества итераций коэффициенты динамического корректора 2 копируются в динамический корректор 1.

Результаты моделирования

Для моделирования усилителя использовалась модель, описанная в [7], которая воспроизводит эффект памяти, обусловленный действием цепи питания стока транзистора. Тестовый сигнал представлял собой циклическую последовательность из 2048 отсчетов. Спектр сигнала состоял из 128 несущих частот, каждая из которых имела случайную амплитуду и фазу. Амплитуды спектральных составляющих имели равномерное распределение в диапазоне [0...1]. Фазы имели равномерное распределение в диапазоне [-*π* ...+*π*]. Ширина спектра сигнала 8 МГц. Тестовый сигнал был нормирован и ограничен по уровню так, чтобы пиковые значения сигнала не превышали 1, а пик-фактор был равен 0,15. Данный сигнал представляет собой модель сигнала с ОFDМ-модуляцией.

При моделировании использовались следующие параметры: количество итераций обучения адаптивного корректора – 10, количество выборок входного и выходного сигнала, которые использовались для обучения адаптивного предкорректора на одной итерации, – 50, количество итераций обучения адаптивного корректора, приходящихся на одну выборку, – 100, количество уровней динамической части предкорректора – 200, коэффициент µ для алгоритма

адаптивной предкоррекции – 1,0. Набор базисных функций в динамическом предкорректоре представлен в выражении (8).



Рис. 3. Спектры сигналов: 1 – тестового; 2 – выходного без коррекции; 3 – выходного сигнала только при статической предкоррекции; 4 – выходного при динамической предкоррекции

При моделировании были получены следующие результаты: уровень нелинейных искажений усилителя без коррекции –13,2 дБ; уровень нелинейных искажений при использовании только статической предкоррекции –38,3 дБ; уровень нелинейных искажений при использовании динамической предкоррекции –49,8 дБ.

Таким образом, применение динамической предкоррекции по предложенной модели позволило в рассмотренном примере уменьшить уровень нелинейных искажений более чем на 10 дБ. При использовании динамической предкоррекции уровень внеполосных составляющих в спектре выходного сигнала усилителя увеличился не более чем на 4 дБ по сравнению со спектром входного сигнала. На рис. 3 приведены графики, демонстрирующие результаты вычислительного эксперимента.

Выводы

В результате выполненной работы предложена модель предкорректора, учитывающая особенности механизма эффекта памяти в усилителях мощности СВЧ. Предкорректор состоит из последовательного соединения статического и динамического предкорректоров. Динамическая часть предкорректора построена с использованием ряда Вольтерры с динамическими коэффициентами. Предложен метод адаптивной настройки предкорректора. Выполнен вычислительный эксперимент, подтверждающий эффективность предложенного метода предкоррекции.

Литература

1. John Wood. Behavioral modeling and linearization of RF power amplifiers. – Boston: Artech House, 2014. – 362 p.

2. Morgan R., Ma Z. et al. A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers // IEEE Trans. on Signal Proc. – Oct. 2006. – Vol. 54. – PP. 3852–3860.

 Ngoya E., Quindroit C., Nebus J.M. On the Continuous-Time Model for Nonlinear-Memory Modeling of RF Power Amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2009. – Vol. 57, № 12. – PP. 3278–3292.
 Zhu A.J. Pedro C., Brazil T.J. Dynamic Deviation Re-

4. Zhu A.J. Pedro C., Brazil T.J. Dynamic Deviation Reduction-Based Volterra Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – Dec. 2006. – Vol. 54, No. 12. – PP. 4323–4332.

5. Zhu A. Decomposed Vector Rotation-Based Behavioral Modeling for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2015. – № 2 (63). – PP. 737–744.

6. Половников А.С., Хрусталев В.А., Матвеев С.Ю. Моделирование усилителей мощности с помощью ряда Вольтерры–Винера с переменными коэффициентами // Вопросы радиоэлектроники. – 2017. – № 4. – С. 93–98.

7. Polovnikov A.S., Matveev S.Yu., Khrustalev V.A., Goychuk V.M. Simulation of power amplifiers with memory effect // Proceedings of IFOST-2016. – 2016. – PP. 338–341.

УДК 629.78

П.А. Полянских

Исследование возможностей приема сигнала спутника ГНСС в нескольких точках поверхности Земли при большом пространственном разносе приемников

Описаны результаты исследования возможности приема сигнала при малых углах места в разнесенных на большие расстояния приемных пунктах в ограниченном во времени сеансе связи со спутником. Ключевые слова: угол места, навигация, ионосфера, разнесенный прием.

При приеме сигнала глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) в одной точке есть возможность проводить прием сигнала при большом угле места, а также в относительно большом интервале времени. Это обусловлено принципами построения ГНСС, будь то GPS, ГЛОНАСС либо иные. В случае же с приемом сигнала одного спутника ГНСС в нескольких точках поверхности Земли возникают ситуации, когда нет возможности принимать сигнал одного спутника с той же длительностью сеанса и углах места, как при приеме в одной точке. Обусловлено это как принципами построения

ГНСС, так и геометрическим положением приемных пунктов.

Наибольший интерес для изучения приема сигналов ГНСС в разнесенных точках на поверхности Земли представляет изучение влияние ионосферы на сигналы, проходящие через нее. Таким образом, при приеме сигнала в одной точке Земли недостаточно получаемых сведений о принятом сигнале и искажениях, полученных при приеме его в одной точке. Для исследования этих явлений выполнялся прием сигналов от одного и того же спутника ГНСС в точках, имеющих большой географический разнос. Такими точками были выбраны НИИ РТС ТУСУРа, располагающийся в г. Томске, о. Итуруп в районе о. Сахалин, г. Севастополь, Респ. Крым. Удаленность точек относительно НИИ РТС по прямой более 4 тыс. км.

Для получения пригодных для обработки данных на сеанс связи накладывается ограничение по минимальному времени доступа к спутнику. Согласно наложенным ограничениям, проводится компьютерное моделирование расчетных орбит спутников, фиксируются время доступа к спутнику и углы места спутников.



NAVSTAR_75_USA_265_41019-To-Iturup_Island - Times (UTCG)

NAVSTAR_75_USA_265_41019-To-Tomsk_Tomsk_Russia - Times (UTCG)

Рис. 1. Расчетное время доступа к спутнику Navstar-75



Согласно графикам на рис. 1, 2 есть временные интервалы, в которые возможен прием, а при ис-

пользовании сигнала GPS есть теоретическая возможность приема сигнала более одного сеанса в сутки.

Однако расчетные углы места в данных точках будут очень малы (единицы градусов), что возможно ухудшит практический прием сигналов и внесет поправки на время доступа, поэтому необходимо выбирать расчетные сеансы связи с заведомо большей длительностью. На рис. 3–6 представлены результаты измерений параметров сигнала при малых углах места.

Использование разнесенного приема сигналов одного спутника в целях изучения влияния ионосферы на проходящий сигнал позволит исследовать часть ионосферы как некий ограниченный объем, границы которого можно условно рассчитать геометрически, имея расчетные углы азимута и места в точках приема и информацию о излучающем спутнике.



Рис. 3. График зависимости отношения S/N от времени наблюдения, диапазон частот L1P





Дальнейшим шагом в исследовании станет изучение корреляционных характеристик сигнала, принятых в разных точках, изучение других возможных волновых явлений, таких как интерференция при малых углах. Также интерес представляет зависимость отношения сигнал/шум при различных факторах.

Изучение влияние ионосферы стало одним из первых шагов в исследовании возможности одновременного приема одного сигнала на большом расстоянии при малых углах места. Данные изыскания получат продолжение в работах, нацеленных на изучение трансионосферных явлений, например, для использования сигналов ГНСС для зондирования ионосферы [1]. На сегодня использование сигналов ГНСС для зондирования ионосферы достаточно часто используется, но гораздо реже используется несколько разнесенных приемных пунктов с использованием одного сигнала. Учитывая тот факт, что параметры ионосферы обусловлены в определенной мере природными явлениями, происходящими на поверхности Земли, видимо, существует возможность с помощью зондирования ионосферы сигналами ГНСС удаленно прогнозировать природные катаклизмы.

Литература

1. Перевалова Н.П. Исследование ионосферных возмущений методом трансионосферного GPS-зондирования. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://ru.iszf.irk. ru/images/8/8c/PerevalovaNP.pdf, свободный (дата обращения: 14.07.2017).

УДК 621.396.96

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

Модель распределенного радиолокационного объекта на основе коррелированных излучателей

Рассмотрена модель распределенного радиолокационного объекта, составленная из излучателей коррелированных сигналов. В качестве критерия адекватности использовано совпадение законов распределения шумов координат для модели и замещаемого объекта. Точнее совпадение параметров – математического ожидания и параметра, определяющего ширину распределения. Получены соотношения, позволяющие по значениям этих параметров рассчитать мощности подводимых к излучателям сигналов и их коэффициент корреляции. Определены границы области достижимых значений параметров функции распределения шумов координат. Теоретические выводы подтверждены результатами численных экспериментов.

Ключевые слова: моделирование, радиолокация, шумы координат, закон распределения.

В настоящее время к радиолокационной технике предъявляются высокие требования по точности определения координат радиолокационных целей. В связи с этим возникает задача моделирования реальных радиолокационных объектов. При этом следует учитывать, что все реальные объекты являются распределенными, то есть многоточечными, что приводит к необходимости учета такого явления, как шумы координат (ШК) [1]. Под ШК понимают следующее: наблюдаемая в точке приема электромагнитная волна является результатом случайного суммирования отраженных от светящихся точек объекта волн, при этом в точке приема будут наблюдаться флуктуации несферического фазового фронта. Учитывая, что наиболее точным методом определения направления на цель является фазовый метод, то положение кажущегося центра излучения (КЦИ) распределенного объекта будет флуктуировать.

В полунатурном моделировании распределенных объектов наибольшую популярность получили модели, основанные на точечных излучателях. Достаточно хорошо рассмотрены и изучены модели, основанные на излучателях детерминированных и независимых сигналов. Первые способны моделировать излучение от светящихся точек, однако требуют крайне точного позиционирования излучателей, что является существенным недостатком. Вторые же способны моделировать отражения от распределенных поверхностей и лишены недостатка моделей на детерминированных сигналах, но для адекватного моделирования требуют большее количество излучателей. Вместе с тем до сих пор не рассматривался вариант модели, к излучателям которой подводятся случайные сигналы с заданным коэффициентом корреляции.

Решение задачи

Как известно [1], функция плотности распределения вероятностей (ПРВ) ШК имеет вид

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

где *m* – математическое ожидание измеренных координат объекта; μ – параметр, от которого зависит ширина распределения; ξ – обобщенная угловая координата (например, азимут или угол места).

В качестве критерия адекватности воспользуемся совпадением ПРВ ШК для модели и замещаемого объекта. По сути, равенством параметров *m* и µ для модели и объекта.

Рассмотрим конфигурацию из двух излучающих точек, к которым подводятся коррелированные сигналы. Отношение мощностей, подводимых к излучателям, обозначим γ^2 . Коэффициент взаимной корреляции сигналов – *r*.

Используя известные результаты, имеем [1]:

$$\begin{cases} \frac{\gamma^2 - 1}{1 + 2r\gamma + \gamma^2} = m, \\ \frac{1 + 2r\gamma + \gamma^2}{2\gamma\sqrt{1 - r^2}} = \mu. \end{cases}$$
(1)

Найдем значения γ^2 и *r*, необходимые для получения требуемых *m* и μ .

Сделаем замену: $r = \cos(\varphi), \gamma = \tan(t)$. Так как $-1 \le r \le 1$ и $0 \le \gamma < \infty$, то разумно задать преде-

лы $\phi \in [0;\pi]$ и $t \in [0;\frac{\pi}{2}]$ соответственно.

Для системы (1) с учетом проведенной замены и того, что $|\sin(\phi)| = \sin(\phi)$ (при $\phi \in [0;\pi]$), после несложных тригонометрических преобразований получим

$$\begin{cases} -\frac{\cos(2t)}{1+\cos(\phi)\sin(2t)} = m, \\ \frac{1+\cos(\phi)\sin(2t)}{\sin(\phi)\sin(2t)} = \mu. \end{cases}$$
(2)

Перемножив уравнения системы (2), найдем

$$m\mu = -\frac{1}{\sin(\varphi)\tan(2t)}.$$

После преобразований

$$\sin^2 \varphi = \frac{1}{m^2 \mu^2 \tan^2(2t)}.$$
 (3)

Выразим $cos(\phi)$ из первого уравнения системы (2) и возведем его в квадрат:

$$\cos^2 \varphi = \frac{(\cos(2t) + m)^2}{m^2 \sin^2(2t)}.$$
 (4)

Складываем (3) и (4):

$$\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi = \frac{1}{m^2 \mu^2 \tan^2(2t)} + \frac{(\cos(2t) + m)^2}{m^2 \sin^2(2t)}.$$

После несложных преобразований получим уравнение

$$\cos(2t)\left(\cos(2t) + \mu^2\cos(2t) + 2m\mu^2 + m^2\mu^2\cos(2t)\right) = 0.$$

Получившееся уравнение имеет два возможных решения, каждое из которых соответствует приравниванию нулю множителей выражения слева от знака равенства.

Первый вариант решения получается при $\cos(2t)=0$:

$$t = \frac{\pi}{4} + \frac{\pi n}{2}, n \in \mathbb{Z}.$$

Так как $t \in [0; \frac{\pi}{2}]$, то $t = \frac{\pi}{4}$, тогда $\gamma = \tan(t) = 1 \Longrightarrow m = 0$,

тогда из второго уравнения системы (1) получим

r

$$=\frac{\mu^2 - 1}{\mu^2 + 1}.$$
 (5)

Второй вариант находится при $\cos(2t) + \mu^2 \cos(2t) + 2m\mu^2 + m^2\mu^2 \cos(2t) = 0$:

$$\cos(2t) = \frac{-2m\mu^2}{1+m^2\mu^2+\mu^2};$$

$$t = \pm \frac{1}{2}\arccos\left(\frac{-2m\mu^2}{1+m^2\mu^2+\mu^2}\right) + \pi n, n \in \mathbb{Z};$$

$$t = \pm \frac{1}{2}\arccos\left(\frac{-2m\mu^2}{1+\mu^2}\right).$$

For each $0 < \arccos(x) < \pi \Rightarrow -\frac{1}{2}\operatorname{arccos}(x) < \pi$

Так как $0 \le \arccos(x) \le \pi \Longrightarrow -\frac{1}{2} \arccos(x) \in [-\frac{\pi}{2}; 0],$

а $t \in [0; \frac{\pi}{2}]$, то возможен лишь один вариант решения:

$$t = \frac{1}{2} \arccos\left(\frac{-2m\mu^2}{1+m^2\mu^2+\mu^2}\right).$$

Тогда
$$\gamma = \tan\left[\frac{1}{2} \arccos\left(\frac{-2m\mu^2}{1+m^2\mu^2+\mu^2}\right)\right].$$
 (6)

Подставив полученное *γ* в первое уравнение системы (1), получим

$$r = \frac{(1-m)\gamma^2 - 1 - m}{2m\gamma}.$$
 (7)

Соотношения (6) и (7) справедливы для $m \neq 0$, иначе нужно использовать (5) и (6).

Определим возможности модели по замещению распределенного радиолокационного объекта, то есть пределы, в которых могут изменяться параметры m и µ при физически реализуемых γ^2 и r.

Выполнив в (7) замену $\gamma = \tan(t)$, получим выражение для *r* как функции, зависящей только от *m* и μ :

$$r = \frac{2\mu^2 - 1 - m^2\mu^2 - \mu^2}{\left(1 + m^2\mu^2 + \mu^2\right)\sqrt{1 - \left(\frac{-2m\mu^2}{1 + m^2\mu^2 + \mu^2}\right)^2}} .$$
 (8)

Отдельно рассмотрим два случая: $|m| \le 1$ и |m| > 1.

Первый случай (*m* ≤1).

Для 0≤*r*≤1 получим

$$2\mu^{2} - 1 - m^{2}\mu^{2} - \mu^{2} \ge 0;$$

$$\mu \ge \frac{1}{\sqrt{1 - m^{2}}}.$$
 (9)

Для $-1 \le r \le 0$:

$$2\mu^2 - 1 - m^2\mu^2 - \mu^2 \le 0$$
; $\mu \le \frac{1}{\sqrt{1 - m^2}}$. (10)

Найдем функцию $\mu(r,m)$, для этого перемножим уравнения системы (1):

$$\mu = \frac{\gamma^2 - 1}{2m\gamma\sqrt{1 - r^2}}.$$

После подстановки выражения для у имеем

$$\mu = \frac{4\mu^2}{2\sqrt{1-r^2}\sqrt{(1+m^2\mu^2+\mu^2)^2-4m^2\mu^4}};$$

(1-r²)(m²-1)² \mu⁴ + 2((m²+1)(1-r²)-2)\mu²+1-r²=0;
$$\mu = \frac{\left|r \pm \sqrt{1-m^2(1-r^2)}\right|}{\sqrt{1-r^2}(1-m^2)}.$$

Это соотношение справедливо для $-1 \le m \le 1$.

Определимся со знаком перед корнем. Для $0 \le r \le 1$ должно выполняться условие (9), которое запишем в виде

$$\frac{\left|r \pm \sqrt{1 - m^2(1 - r^2)}\right|}{\sqrt{1 - r^2}(1 - m^2)} \ge \frac{1}{\sqrt{1 - m^2}}$$

откуда после преобразований получим

$$r \pm \sqrt{1-m^2(1-r^2)} \ge 0$$
.

Неравенство будет справедливым лишь в том случае, если будет выбран знак «плюс».

Для $-1 \le r \le 0$ должно выполняться условие (10). Запишем его в виде

$$\frac{\left|r \pm \sqrt{1 - m^2 (1 - r^2)}\right|}{\sqrt{1 - r^2} (1 - m^2)} \le \frac{1}{\sqrt{1 - m^2}} \,.$$

Неравенство будет справедливым лишь в том случае, если будет выбран знак «плюс».

Обобщая полученные результаты, можно сделать вывод, что для $-1 \le r \le 1$ и $-1 \le m \le 1$:

$$\mu = \frac{\left| r + \sqrt{1 - m^2 (1 - r^2)} \right|}{\sqrt{1 - r^2 (1 - m^2)}} \,.$$

Так как для $-1 \le r \le 1$ и $-1 \le m \le 1$

 $r + \sqrt{1 - m^2(1 - r^2)} \ge 0$, то знак модуля можно опустить:

$$\mu = \frac{\left(r + \sqrt{1 - m^2(1 - r^2)}\right)}{\sqrt{1 - r^2}(1 - m^2)}$$

Исследуем полученную функцию на монотонность. При заданном *m* имеем

$$\frac{\partial \mu}{\partial r} = \frac{1}{1 - m^2} \cdot \frac{1}{1 - r^2} \left[\left(1 + \frac{2m^2 r}{2\sqrt{1 - m^2(1 - r^2)}} \right) \times \right] \times \sqrt{1 - r^2} + \left(r + \sqrt{1 - m^2(1 - r^2)} \right) \frac{2r}{2\sqrt{1 - r^2}} \right].$$
(11)

Приравняем полученное выражение к нулю, чтобы найти точки экстремумов. После математических преобразований получим

$$r = -\sqrt{1 - m^2(1 - r^2)}$$
.

Существует единственное решение данного уравнения: r=-1. Однако в этой точке производная не существует. Таким образом, можно утверждать, что $\frac{\partial \mu}{\partial r} \neq 0$ для любого *r* в пределах от -1 до 1.

Подставим в (11)
$$r=0$$
, получим $\frac{\partial \mu}{\partial r} = \frac{1}{1-m^2} > 0$

Это означает, что функция $\mu(r,m)$ монотонно возрастает на промежутке $r \in [-1; 1]$.

Тогда для $0 \le r \le 1$

$$\mu_{\min} = \mu(r=0) = \frac{1}{\sqrt{1-m^2}}; \quad \mu_{\max} = \mu(r=1) = \infty,$$

адля $-1 \le r \le 0$

$$\mu_{\max} = \mu(r=0) = \frac{1}{\sqrt{1-m^2}};$$

$$\mu_{\min} = \mu(r=-1) = \lim_{r \to -1} \frac{r + \sqrt{1-m^2(1-r^2)}}{\sqrt{1-r^2}(1-m^2)} = 0.$$

2. Рассмотрим случай |m| > 1. Из (8) следует, что r < 0, а также

$$2\mu^2 - 1 - m^2\mu^2 - \mu^2 < 0$$
; $\mu^2 > \frac{1}{1 - m^2}$

Неравенство выполняется для любых *m* и μ (при условии, что |m| > 1), значит, μ может принимать два допустимых значения:

$$\mu = \frac{\left| r \pm \sqrt{1 - m^2 (1 - r^2)} \right|}{\sqrt{1 - r^2} (1 - m^2)} \,.$$

Исследуя функцию (8) на монотонность при фиксированном *m*, запишем

$$\frac{\partial r}{\partial \mu} = \frac{2\mu}{f} \Big[(1-m^2)\sqrt{f} - \left(\mu^2 (1-m^2) - 1\right) \times \\ \times \frac{\sqrt{f+4m^2\mu^4} (m^2+1) - 4m^2\mu^2}{\sqrt{f}} \Big] = 0,$$

rge $f = (1+m^2\mu^2 + \mu^2)^2 - 4m^2\mu^4; \ \mu^2 = -\frac{1}{1-m^2}$

При |m| > 1 $\mu = 1/\sqrt{m^2 - 1}$ – точка экстремума. Определимся, какой это экстремум.

Пусть $\mu=0+$ – бесконечно малая положительная величина, тогда f=1 и

$$\frac{\partial r}{\partial \mu}\Big|_{\mu=0+} = \frac{2(0+)}{\sqrt{1}} \left[\left(1-m^2\right) - \left(-1\right) \cdot \frac{1 \cdot (m^2+1)}{\sqrt{1}} \right] = 4(0+) \, .$$

Величина положительная, а значит, до точки экстремума функция будет возрастать. Следовательно, $\mu = \frac{1}{2}$ – точка максимума.

Ho,
$$\mu = \frac{1}{\sqrt{m^2 - 1}} = 104$$
 ка максимума.

После ряда несложных математических преобразований получим значение функции в точке максимума:

$$r_{\max} = r \left(\mu = \frac{1}{\sqrt{m^2 - 1}} \right) = -\frac{\sqrt{m^2 - 1}}{|m|}$$

Немонотонность функции $r(\mu,m)$ и наличие точки максимума говорят о том, что одному значению *r* могут соответствовать два значения μ , определяемых γ^2 . Это подтверждает ранее сделанный вывод о том, что μ может принимать два допустимых значения.

При этом при *r*>*r*_{max} величина µ принимает комплексное значение, что говорит о физической нереализуемости модели с такими параметрами.

Апробация полученных результатов

Для проверки полученных соотношений была реализована двухточечная модель с помощью методов численного моделирования. К излучателям модели, расположенным в точках с координатами $\xi_1 = -1$ и $\xi_2 = 1$, подводились коррелированные сигналы, квадратурные компоненты которых представляют собой нормальные случайные процессы с нулевым математическим ожиданием и заданными мощностями.

Положение точки излучения определялось по известному соотношению [2]

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

где $\Delta(i)$ – *i*-й отсчет сигнала, принятого моделью разностной диаграммой направленности пеленгато-

ра; $\Sigma(i) - i$ -й отсчет сигнала, принятого моделью суммарной диаграммой направленности пеленгатора.

ПРВ моделируемых ШК определялась путем построения гистограммы случайного процесса F(i). Рассчитывались параметры m_{mod} и μ_{mod} , получившиеся в результате моделирования. Полученные значения сравнивались с задаваемыми. Проведенные эксперименты показали хорошее соответствие задаваемых и получаемых величин.

Например, для пар *m* и µ, равных (0, 5); (-0,5; 5); (0,75; 1,2), имеем γ и *r*: (1; 0,923); (0,356; 0,871); (2,228; -0,152). А по результатом моделирования получили пары m_{mod} и μ_{mod} , равные (0; 4,9959); (-0,4998; 5,0017); (0,7535; 1,1955).

Заключение

1. Получены соотношения, позволяющие рассчитать мощности и коэффициент корреляции сигналов, подводимых к излучателям двухточечной модели распределенного радиолокационного объекта, при которых обеспечивается адекватность модели по критерию совпадения функции распределения шумов координат.

2. Определены пределы, в которых могут изменяться параметры функции распределения шумов координат при физически реализуемых величинах параметров излучаемых сигналов.

3. Методами численного моделирования получено подтверждение справедливости найденных соотношений.

4. Полученные соотношения могут быть использованы для синтеза геометрических моделей распределенных объектов при математическом и имитационном моделировании.

Литература

1. Островитянов Р.В. Статистическая теория радиолокации протяженных целей / Р.В. Островитянов, Ф.А. Басалов. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.

2. 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. Канашенков, В.И. Меркулов. – М.: Радиотехника, 2006. – 656 с.

УДК 621.396

Б.А. Беляев, А.Н. Бабицкий, Н.М. Боев, А.А. Сушков

Проектирование малогабаритного нелинейного усилителя мощности портативного приемопередатчика системы ближнепольной магнитной связи

Предложен вариант реализации нелинейного нерезонансного усилителя мощности, предназначенного для интеграции в носимый комплект системы ближнепольной магнитной связи. Усилитель мощности имеет следующие характеристики: диапазон питающих напряжений – до 150 В; потребляемая мощность – до 200 Вт; максимальный ток в нагрузке – до 100 А; диапазон рабочих частот – до 200 кГц; габаритные размеры – 100×100×60 мм;

масса – 300 г. Система мобильной ближнепольной магнитной связи при использовании разработанного усилителя обеспечивает связь на расстояниях до 150 м.

Ключевые слова: системы ближнепольной магнитной связи, магнитно-индуктивные системы связи, магнитная связь, усилитель мощности.

Системы ближнепольной магнитной связи получают все большее распространение при организации каналов передачи данных в сложных условиях, в которых классические системы передачи информации посредством модулирования электромагнитных или акустических волн неэффективны [1]. При использовании низкочастотных магнитных полей удается организовать канал связи с различными подводными и подземными объектами, однако реализация систем ближнепольной связи сопряжена с решением ряда проблем, в первую очередь связанных с увеличением рабочей дальности связи [2]. Предельная дальность магнитно-индуктивных систем связи существенно ограничена быстрым убыванием амплитуды сигнала в пространстве, которая обратно пропорциональна третьей степени расстояния; затухание сигнала на трассе в значительной степени зависит от электрической проводимости среды; рабочий диапазон частот систем ближнепольной связи перегружен передающимися по линиям электропередачи помехами, создаваемыми различным импульсным оборудованием. Как следствие, при разработке систем ближнепольной связи необходимо максимально эффективно использовать спектральный и энергетический ресурсы канала связи, а также максимизировать эффективность работы аналоговых узлов системы связи.

Организация связи с подвижными объектами требует создания малогабаритных приемопередающих устройств, эффективно работающих на больших расстояниях при минимальном энергопотреблении. Наибольшие габаритные размеры и потребление в составе приемопередатчика системы ближнепольной связи имеет выходной усилитель мощности. И если, например, для организации передачи информации в шахты мощность и габаритные размеры усилителя мощность и габаритные размеры усилителя мощности наземного передатчика не имеют решающего значения, то при проектировании переносного комплекта приемопередающего оборудования вопросы снижения массогабаритных параметров выходят на первый план.

Основные принципы построения систем ближнепольной магнитной связи

В общем случае система ближнепольной магнитной связи состоит из передатчика, нагруженного на формирующую магнитное поле индуктивность, и приемника, использующего магнитометрический датчик для приема полезного сигнала, передаваемого посредством модуляции низкочастотного магнитного поля. Наиболее простая реализация системы ближнепольной передачи голосовых данных подразумевает прямое формирование переменного магнитного поля по сигналам от микрофона на звуковых частотах без сжатия, кодирования и переноса спектра частот [3]. Однако такой подход обладает рядом недостатков [4] и в современных системах не используется.

На рис. 1 показана отвечающая современным требованиям структурная схема передатчика и приемника системы ближнепольной связи.



Рис. 1. Структурная схема передатчика и приемника системы ближнепольной магнитной связи

Основные параметры системы связи (рис. 1) определяются на программном уровне (программноопределяемая система связи). Полезная информация от источника данных поступает на канальный (помехоустойчивый) кодер и формирователь комплексной огибающей (квадратурный модулятор), после чего комплексный сигнал переносится на несущую частоту квадратурным смесителем и преобразуется в аналоговый вид. Аналоговый сигнал усиливается и подается на передающую антенну - катушку, формирующую магнитное поле. Возможны два варианта построения выходных каскадов передатчика - резонансный и нерезонансный. На практике чаще всего используется нерезонансная схема построения. позволяющая использовать максимально доступную полосу частот для передачи информации [2].

На приемной стороне в качестве антенны используется магнитометрический преобразователь, в роли которого в простейшем случае выступает индукционная антенна – рамочная или ферритовая. В целях снижения влияния электрических помех и уменьшения массогабаритных параметров для приема сигналов может быть использован датчик слабых магнитных полей на основе тонких магнитных пленок [5, 6]. Быстрое убывание сигнала с расстоянием приводит к необходимости использования нескольких каскадов петель автоматической регулировки уровня усиления (АРУ), первый каскад выполняется в аналоговом виде и стабилизирует уровень сигнала на входе аналого-цифрового преобра-

зователя (АЦП), последующие каскады реализуются цифровым способом.

Главной отличительной особенностью структурной схемы, показанной на рис. 1, относительно классических современных систем связи является усилитель мощности, работающий на индуктивную нагрузку. По сравнению с классической рамочной антенной, сопротивление излучения которой стремятся максимизировать, передающая антенна системы ближнепольной магнитной связи имеет пренебрежимо малое сопротивление излучения, т.е. не является эффективным излучателем электромагнитных волн. Дальность работы системы связи определяется магнитным моментом, создаваемым передающей катушкой, который в свою очередь прямо пропорционален току. Таким образом, для увеличения дальности работы системы связи необходимо максимизировать ток в передающей катушке, что требует разработки специализированных усилителей мошности.

Проектирование усилителя мощности

В рамках поставленной задачи требовалось разработать портативный усилитель мощности для переносной системы ближнепольной магнитной связи. Особенностью переносного варианта системы связи является ограничение на максимальную площадь передающей катушки – не более 0,25 м², тогда как для обеспечения связи на расстояниях до 150 м требуется поддержание магнитного момента катушки на уровне не менее 50 А·м² [2], что при заданной площади соответствует 200 ампер-виткам. То есть для четырехвитковой катушки, например, величина тока должна быть не менее 50 А. Большие токи в нагрузке заставляют обратить особое внимание на коэффициент полезного действия усилителя, который при батарейном питании особенно важно максимизировать.

В целях повышения эффективности работы выходного усилителя мощности ближнепольной системы связи силовые транзисторы усилителя должны работать в импульсном режиме (класс D). При использовании частотных и фазовых видов манипуляции, амплитуда сигналов которых не несет полезной информации, выходной усилитель мощности может быть реализован в виде мостового инвертора напряжения, управляемого дискретным однобитным сигналом (рис. 2).

Цифровой сигнал на несущей частоте с выхода модулятора поступает на схему формирования управляющих сигналов мостового инвертора напряжения, вход схемы имеет гальваническую развязку. На выходе схемы присутствуют четыре сигнала управления драйверами силовых транзисторов с необходимой временной задержкой между включениями транзисторов каждого полумоста (dead time). Входной сигнал проходит через полосовой фильтр: нижние частоты отсекаются в целях предотвращения протекания больших токов через индуктивную нагрузку; высокие частоты (короткие импульсы) в спектре сигнала ограничиваются для предотвращения перехода транзисторов в линейный режим работы. Каждый транзистор мостовой схемы управляется отдельной схемой, включающей в себя: гальванически развязанный источник питания с двуполярным выходом относительно истока транзистора; гальваническую изоляцию входного сигнала; мощный высокоскоростной драйвер транзистора на импульсный ток до 30 A IXDD630; схему формирования траектории переключения транзистора; элементы защиты.



Рис. 2. Структурная схема нелинейного усилителя мощности передатчика системы ближнепольной связи

Для повышения надежности работы схемы при высоких токах в нагрузке питание управляющих схем и силовое питание не имеют гальванической связи и могут быть независимыми. Необходимо отметить, что при работе на чисто реактивную нагрузку индуктивного характера происходит обмен энергией между передающей индуктивностью и набором блокировочных конденсаторов, тангенс угла потерь которых должен быть не хуже 10⁻³ на рабочей частоте.

На рис. 3 показана трехмерная модель разработанного усилителя мощности.



Рис. 3. Модель усилителя мощности передатчика системы ближнепольной магнитной связи

Силовые транзисторы в корпусе HSOF-8 размещаются на печатной плате с алюминиевым основанием и широкими токопроводящими дорожками. В зависимости от рабочего напряжения усилителя

мощности и рабочей частоты могут быть использованы транзисторы IPT012N08N5, IPT059N15N3 и др. Рассеиваемая на транзисторах мощность может достигать 150 Вт, что требует применения активной системы охлаждения. Отвод тепла от транзисторов производится через алюминиевую печатную плату, закрепленную на радиаторе с вентилятором.

В целях минимизации паразитных индуктивностей драйверы силовых транзисторов размещаются на многослойной печатной плате непосредственно над транзисторами. Блокировочные конденсаторы, снабберные и защитные цепи размещаются возле транзисторов. При необходимости, в зависимости от частотного диапазона и рабочих токов, устанавливаются дополнительные выносные блокировочные конденсаторы, соединяемые с печатной платой проводниками большого сечения с низкой паразитной индуктивностью. Параметры блокировочных емкостей подбираются согласно рабочей частоте системы связи. При несущей частоте 100 кГц, например, может быть использована емкость на 60 мкФ В32678G3606K000, имеющая собственный последовательный резонанс вблизи рабочей частоты системы связи.

Заключение

На рис. 4 показана фотография макетного варианта усилителя.



Рис. 4. Фотография усилителя мощности передатчика системы ближнепольной магнитной связи

В ходе испытаний усилителя мощности проверялась работоспособность при предельных условиях: напряжениях до 150 В; токах до 100 А; частотах до 200 кГц. Необходимо отметить, что обеспечение связи на расстояниях более 100 м для мобильных абонентов в условиях городских помех требует использования помехоустойчивых видов многочастотной манипуляции (адаптированный вид COFDM) и значительного увеличения магнитного момента, что сопряжено с увеличением габаритных размеров и потребляемой мощности до неприемлемых для мобильных систем связи значений. Одним из возможных путей дальнейшего совершенствования компактных усилителей мощности ближнепольных систем магнитной связи является использование современных карбид-кремниевых полевых транзисторов, обладающих низким сопротивлением открытого канала при высоких рабочих напряжениях порядка 1–2 кВ.

Характеристики мобильной ближнепольной системы связи с использованием разработанного усилителя приведены в таблице.

1101	noworni	I OHOTOMI I	A THAMMANA TI HAH	MODULTION	opani
1 2	ламстры	ы системы	ОЛИЖНСПОЛЬНОЙ	магнитной	связи

Параметр	Значение	Ед. изм.
Передатчи	к	
Рабочая частота	24	кГц
Площадь передающей катушки	0,25	м ²
Число витков катушки	3	-
Напряжение на катушке, не бо-	100	В
лее		
Ток в катушке, не более	70	Α
Магнитный момент, не менее	50	A·m ²
Потребляемая передатчиком	150	Вт
мощность, не более		
Приемник		
Спектральная плотность ам-	10^{-14}	Тл/Гц ^{1/2}
плитуды собственных шумов		
приемника, не хуже		
Полоса частот приемника	5	кГц
Отношение сигнал/шум на	11/5	дБ
расстоянии 150 м, не хуже		
(радиальная/тангенциальная		
составляющие)		

Разработанный усилитель мощности применяется в системах ближнепольной связи, производимых предприятием АО «НПП «Радиосвязь».

Литература

1. Sharma A.K. Magnetic Induction-Based Non-Conventional Media Communications: A Review / A.K. Sharma, S. Yadav, S.N. Dandu, V. Kumar et al. // IEEE Sensors Journal. – 2017. – Vol. 17, No 4. – PP. 926–940.

2. Бабицкий А.Н. Ближнепольные системы передачи цифровой информации / А.Н. Бабицкий, Т.Н. Батурин, Б.А. Беляев и др. // Сб. тр. конф. «Перспективные системы и задачи управления». – 2017. – С. 476–488.

3. Сандовский В.А. Расчет параметров беспроводной связи с шахтой / В.А. Сандовский, Ю.И. Скворцов // Радиотехника. – 1977. – Т. 32, №13. – С. 55–59.

4. Шварц Б.А. Оперативная беспроводная индуктивная связь внутри предприятия. Основы теории и расчета. – М.: Связь, 1978. – 208 с.

5. Бабицкий А.Н. Магнитометр слабых квазистационарных и высокочастотных полей на резонансных микрополосковых преобразователях с тонкими магнитными пленками / А.Н. Бабицкий, Б.А. Беляев, Н.М. Боев и др. // Приборы и техника эксперимента. – 2016. – №3. – С. 96–104.

6. Бабицкий А.Н. Датчики слабых магнитных полей на основе тонких магнитных пленок / А.Н. Бабицкий, Т.Н. Батурин, Б.А. Беляев и др. // Сб. тр. конф. «Перспективные системы и задачи управления». – 2017. – С. 411–421.

50

А.А. Токбаева, В.А. Кологривов

Исследование компромисса между модуляцией и кодированием

Исследованы возможности повышения эффективности систем передачи информации путём нахождения компромисса между модуляцией и кодированием.

Рассмотрены виды функциональных моделей сигнально-кодовых конструкций в системе цифровой радиосвязи. Изучены структурные схемы систем с BPSK-, QPSK- и 8-PSK-модуляциями, исследованы особенности совместного применения модуляции и кодирования для достижения компромиссных параметров между скоростью передачи и помехоустойчивостью.

Ключевые слова: модуляция, кодирование, цифровая радиосвязь, BPSK-, QPSK-, 8-PSK-модемы, помехоустойчивость, моделирование.

С целью повышения пропускной способности передача данных производится с использованием модуляции высоких размерностей, в то же время повышение размерности модуляции приводит к снижению помехоустойчивости.

В технике цифровой связи методы модуляции играют весьма значительную роль. Помимо своей основной функции – преобразования передаваемых символов в сигналы и процесс, модуляция является составной частью общего процесса согласования сигнала с характеристиками канала [1].

Применение помехоустойчивого кодирования (ПК) позволяет повысить энергетическую эффективность на 5–6 дБ за счет снижения удельной скорости в 2–3 раза. Переход от двоичных сигналов радиоканала к многопозиционным сигналам приводит к повышению удельной скорости в 1,5–2 раза при одновременном существенном снижении энергетической эффективности. Сигнально-кодовые конструкции (СКК), в которых сочетаются оба упомянутых выше подхода, позволяют повысить энергетическую эффективность без снижения удельной скорости или же повысить скорость без снижения энергетической эффективности либо обеспечить повышение обоих показателей эффективности одновременно.

При построении сигнально-кодовой конструкции важнейшей проблемой является согласование систем модуляции и кодирования, при котором обеспечиваются высокая удельная скорость и одновременно высокая помехоустойчивость.

Основными параметрами систем цифровой связи при нахождении компромисса между модуляцией и кодированием являются помехоустойчивость и скорость передачи.

Модуляция (манипуляция)

Для передачи по любому каналу связи цифровое сообщение, представляющее собой последовательность символов, необходимо преобразовать в аналоговый сигнал – изменяющуюся во времени физическую величину.

Кроме того, канал связи способен пропускать лишь определенную полосу частот, так что сформированный аналоговый сигнал должен этой полосе соответствовать. Указанное преобразование осуществляется путем модуляции. Обратный процесс носит название демодуляции.

Модуляция это процесс изменения одного или нескольких параметров высокочастотного несущего колебания по закону низкочастотного информационного сигнала [2, 3].

В исследуемых модемах используются простейшие виды цифровой модуляции (BPSK, QPSK и 8-PSK).

Помехоустойчивое кодирование

Практически важный вывод работ Шеннона состоит в том, что если скорость передачи информации меньше пропускной способности канала, то с использованием кодов, исправляющих ошибки, можно создать систему связи со сколь угодно малой вероятностью ошибки на выходе декодера канала.

Кодирование заключается во внесении избыточности в передаваемый поток битов с целью получения возможности обнаружения и исправления ошибок на приёмной стороне [1, 4].

Задача декодирования состоит в получении *k*-элементной комбинации из принятого *n*-разрядного кодового слова при одновременном обнаружении или исправлении ошибок.

В исследуемых модемах используется линейный алгебраический блочный код (6, 3).

Энергетическая эффективность

Помехоустойчивость исследуемых модемов определяется зависимостью вероятности битовой ошибки от соотношения сигнал/шум. Отношение сигнал/шум является основной характеристикой, определяющей качество приема данных, и влияет на энергетическую эффективность модуляции. Отношение сигнал/шум на входе системы определяется из выражения [3]

$$SNR = \frac{S}{N} = \frac{E_b \cdot R_b}{N_0 \cdot W},\tag{1}$$

где S – мощность сигнала; N – мощность шумов; E_b – энергия бита; N_0 – спектральная мощность шума; W – занимаемая полоса пропускания; R_b – битовая скорость передачи.

Скорость передачи

Скорость передачи определяется видом цифровой модуляции, а именно числом передаваемых битов за 1 символ.

Компромисс между скоростью модуляции и помехоустойчивостью следует из формулы Шеннона [4]:

$$C = W \cdot \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right), \qquad (2)$$

где C – пропускная способность; W – полоса пропускания; S – мощность сигнала; N – мощность шума.

Из данного соотношения следует, что пропускная способность может быть повышена либо за счет увеличения полосы пропускания, либо за счет повышения энергетической эффективности.

Описание модели модема

Упрощенная функциональная схема BPSKмодема приведена на рис. 1.



Рис. 1. Упрощенная схема BPSK-модема: ГНЧ – генератор несущей частоты; ГПСП – генератор псевдослучайной последовательности; ПФ – полосовой фильтр; ФНЧ – фильтр нижних частот; ПРС – пороговая решающая схема; Д – дисплей

Передающая часть представлена генератором псевдослучайной последовательности. Далее, если необходимо, используется помехоустойчивый кодер. BPSK-модулятор представлен умножителем, на один вход которого поступает псевдослучайная последовательность, а на другой вход – гармоническое колебание генератора несущей частоты.

Канал распространения представлен сумматором, на дополнительный вход которого подается псевдослучайная последовательность шумов канала с нормальным распределением.

Приёмная часть. На входе приёмной части стоит полосно-пропускающий фильтр. Демодулятор представлен умножителем, на один вход которого поступает принятый сигнал, а на второй вход – гармонические колебания опорного генератора. На выходе демодулятора стоит фильтр нижних частот (ФНЧ) для фильтрации высокочастотных составляющих преобразователя. Далее следуют пороговая решающая схема, если необходимо, декодер и дисплей.

Измерения мощностей сигнала и шума производятся на выходе фильтра нижних частот (ФНЧ) т.е. на входе схемы принятия решений (пороговой решающей схемы).

Функциональные схемы модемов с QPSK и 8-PSK модуляциями отличаются от предыдущей схемы BPSK-модема наличием фазового кодера и квадратурного модулятора и демодулятора (рис. 2).

Фазовый кодер (ФК) из поступающей битовой последовательности образует двух- или трехбитовые символы и ставит им в соответствие фазовые состояния и управляющие квадратурные импульсы.

Квадратурный модулятор состоит из двух умножителей (преобразователей), на первые входы которых поступают управляющие квадратурные импульсы, а на вторые входы – квадратурные составляющие колебания несущей частоты. Сигналы с выхода преобразователей поступают в сумматор. Сумматор одновременно используется как простейшая модель канала распространения – на дополнительный вход сумматора подается псевдослучайная последовательность шумов канала с нормальным распределением.



Рис. 2. Упрощенная схема QPSK/8-PSK-модемов: ГНЧ – генератор несущей частоты; ГПСП – генератор псевдослучайной последовательности; ФК – фазовый кодер; ФНЧ – фильтр нижних частот; MUX – мультиплексор; ПФ – полосовой фильтр; ФД – фазовый декодер;

, ПФ – полосовой фильтр, ФД – фазовый декод ППП – преобразователь параллельного кода в последовательный; Д – дисплей

Квадратурный демодулятор представлен двумя умножителями (преобразователями), на первые входы которых через полосно-пропускающие фильтры поступает принятый сигнал, а на вторые входы – квадратурные составляющие колебания несущей частоты.

Фазовый декодер (ФД) квадратурным составляющим принятых управляющих импульсов ставит в соответствие двух- или трехбитовые символы в виде векторов.

Преобразователь параллельного кода в последовательный (ППП) трансформирует векторное представление символов в поток битов.

Условие проведения эксперимента

Моделирование проводилось в относительных масштабах времени и частоты. Длина бита исходной последовательности равна $\tau = 1$, соответственно ширина основного лепестка спектральной плотности равна $\Delta W = 2\pi/\tau = 2\pi$. В эксперименте длина битовой последовательности равна 10³ битов. Относительная частота несущего колебания равна 15. π . С ростом арности модуляции от BPSK до 8-PSK скорость передачи битов за 1 символ нарастает от 1 до 3. При использовании линейного блочного кода (6, 3) скорость битового потока уменьшается в 2 раза.

Методика измерений

Исследование помехоустойчивости сводится к измерению водопадоподобной характеристики – зависимости вероятности битовой ошибки от соотношения сигнал/шум. Изменение соотношения сигнал/шум производится с помощью установки параметра дисперсии генератора псевдослучайной последовательности модели канала распространения. Для псевдослучайной последовательности с нормальным распределением параметр дисперсии эквивалентен мощности шума. При большой длине ис-

пытаний частота появления ошибок стремится к вероятности битовой ошибки.

В эксперименте удобно вначале выставить такое соотношение сигнал/шум, при котором число ошибок при максимальном числе испытаний равно 1. Затем, поэтапно увеличивая мощность шумов канала, фиксируем число битовых ошибок. Результат эксперимента отображаем графически в виде водопадоподобной характеристики.

Результаты эксперимента

Приведем результаты модельного исследования сигнально-кодовых конструкций цифровой радиосвязи на основе BPSK-, QPSK- и 8-PSK-модемов с целью достижения компромиссных параметров между скоростью передачи и помехоустойчивостью.

В процессе исследования отслеживалось соотношение сигнал/шум (SNR), измерения уровней сигнала и помех производились на выходе фильтра нижних частот (ФНЧ), т.е. на входе блока принятия решений.

С целью отслеживания влияния вида модуляции на основные параметры модемов, исследовались BPSK-, QPSK-, 8-PSK-модуляции. При исследовании помехоустойчивости модемов, основными фиксируемыми параметрами являются: полоса пропускания, SNR и вероятность битовой ошибки, которые позволяют судить о спектральной и энергетической эффективности модемов.

Результаты модельных исследований помехоустойчивости BPSK-, QPSK-, 8-PSK-модемов приведены на рис. 3. В таблице приведены результаты модельных исследований при вероятности битовой ошибки $P_b=10^{-3}$.







Наилучший результат по помехоустойчивости показала модель QPSK с кодером. Значение соотно-

шения сигнал/шум (SNR) при вероятности битовой ошибки 10^{-3} равно примерно 5 дБ. А наихудший результат по помехоустойчивости показала модель 8-PSK без кодера. Значение соотношения сигнал/шум (SNR) при вероятности битовой ошибки 10^{-3} равно примерно 15,5 дБ. Применение блочного кодера (6, 3) повышает энергетическую эффективность модемов независимо от вида модуляции примерно на 4–5 дБ.

Результаты модельного исследования при $P_b = 10^{-3}$

Тип модуля-	Без код	epa	С кодером			
ции	Скорость	SNR,	Скорость	SNR,		
	передачи	дБ	передачи	дБ		
BPSK	1	10,10	1/2	5,61		
QPSK	2	9,03	1	5,00		
8-PSK	3	15,44	1,5	10,22		

Для дальнейшего анализа компромисса между модуляцией и кодированием в таблице приведены результаты моделирования при вероятности битовой ошибки 10⁻³.

Итак, имеем исходный поток данных с BPSKмодуляцией и скоростью передачи, равной 1. Соотношение сигнал/шум (SNR) при вероятности битовой ошибки равной $P_b=10^{-3}$, составило SNR=10,1 дБ.

Применение блочного кодера (6,3) снижает скорость передачи вдвое, но соотношение сигнал/шум становится равным SNR = 5,61 дБ. Если бы требованит по энергетической эффективности было превалирующим, то это решение вполне устроило бы разработчиков. Однако часто превалирующим является требование по скорости передачи.

Для повышения скорости передачи можно перейти к модуляции QPSK, которая увеличивает скорость вдвое, однако соотношение сигнал/шум становится равным $SNR = 9,03 \, \text{дБ}$, т.е. скорость передачи возросла вдвое, а SNR снизился всего на 1 дБ. Применение блочного кода (6,3) возвращает скорость к прежнему значению, а $SNR = 5,00 \, \text{дБ}$, т.е. данное решение позволяет вдвое снизить SNR.

Применение модуляции 8-PSK втрое увеличивает исходную скорость передачи, однако соотношение сигнал/шум становится равным SNR=15,44 дБ, что недопустимо много. Применение помехоустойчивого кодера этой ситуации приводит к снижению скорости до 1,5 раза, а соотношение сигнал/шум становится равным SNR=10,22 дБ.

Таким образом, переход к модуляции 8-PSK с помехоустойчивым кодером позволил, не изменяя существенно *SNR*, в 1,5 раза увеличить скорость передачи по отношению к исходному варианту BPSK-модуляции.

Следовательно, изменение модуляции и применение помехоустойчивого кодирования позволяет находить компромисс между скоростью передачи и энергетической эффективностью.

Литература

1. Банкет В.Л. Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах. – Одесса: Феникс, 2009. – 180 с.

2. Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK и BPSK) [Электронный ресурс]. – Режим доступа http://www.dsplib.ru/content/qpsk/qpsk.html (дата обращения: 19.05.2017).

3. Основы цифровых технологий. – Ч. II: Методы модуляции [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.konturm.ru/download/stat/2005/290805.pdf (дата обращения: 12.05.2017).

4. Коваль А.С. Модуляция и кодирование. ВГУ, ФКН, ИС [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.cs.vsu.ru/~kas/doc/infonets/infonets04.pdf (дата обращения: 19.05.2017).

УДК 654.165

Д.Б. Шмаков

Оценка обеспеченности населения Томской области сервисами мобильной связи и беспроводного мобильного доступа в Интернет

Проведен анализ и сделаны выводы об обеспеченности городского и сельского населения Томской области сервисами мобильной связи и беспроводного доступа в Интернет по сетям сотовой связи различных поколений. Обозначены наиболее острые проблемы в обеспеченности мобильной связью в Томской области. **Ключевые слова:** мобильная связь, беспроводный доступ в Интернет, цифровое неравенство, Томская область.

В современном мире возможность быстрого и легкого доступа к информации имеет исключительно большое значение. Не вызывает сомнения тот факт, что основным средством хранения и передачи информации является глобальная информационная сеть Интернет. Наличие постоянного доступа к ней определяет для каждого отдельного человека возможность решения им ряда практических задач, таких как доступ к удаленному банковскому обслуживанию, электронным сервисам государственных услуг, дистанционному получению образования, поисковым системам, и многих других. Очевидно, что члены общества, обладающие возможностью постоянного высокоскоростного доступа в сеть Интернет, находятся в преимущественном положении перед теми, кто такого доступа не имеет.

Проблема существенного различия в возможности использования информационно-коммуникационных технологий (ИКТ), а значит, и в возможности потребления информационных услуг для отдельных категорий населения известна как проблема цифрового неравенства. Проблема эта сложна и многогранна: возможность использования ИКТ определяется не только наличием постоянного доступа в Интернет, но также его стоимостью, доступностью технических средств, наличием навыков использования ИКТ и другими факторами. Комплексное рассмотрение проблемы цифрового неравенства в Томской области в рамках данной публикации, очевидно, невозможно. Поэтому предполагается дать оценку лишь возможности мобильного беспроводного подключения к сети Интернет для населения Томской области как одному из важнейших факторов, определяющих доступность информационно-коммуникационных сервисов.

Проблема цифрового неравенства в Томской области практически до настоящего момента не исследовалась, хотя и опубликован ряд статей, посвященных проблеме цифрового неравенства в России и мире в целом, например [1-3]. В указанных статьях проблема цифрового неравенства рассматривается на макроуровне, даются оценки экономическим и социальным аспектам данной проблемы, таким как уровень дохода пользователей и уровень их образования. Технической же стороне проблемы, по мнению автора, не уделено достаточного внимания. Кроме того, оценки, сделанные для России и мира в целом, не дают представления о масштабах проблемы для отдельно взятого региона. Поэтому представляется целесообразным дать некоторые количественные оценки доступности беспроводного подключения к сети Интернет для различных районов Томской области и указать на наиболее острые проблемы в обеспеченности связью.

Проведение оценки

Для проведения оценки рассчитаем удельное количество базовых станций (БС) сотовой связи, приходящихся на 1000 жителей, для каждого муниципального образования в Томской области. При этом будем учитывать совокупное количество БС для всех сотовых операторов, представленных в данном муниципальном образовании, но раздельно по каждой радиотехнологии. Министерство массовых коммуникаций и связи Российской Федерации (Минкомсвязь России) оценивает плотность (проникновение) подвижной радиотелефонной связи, рассчитывая количество абонентских устройств на 100 человек населения. По этому параметру Томская область в 2016 г. оказалась на 38-м месте среди российских регионов с показателем 178,85 абонентских

54

устройств на 100 человек [4]. Количество БС сотовой связи в регионах Минкомсвязи России не оценивается, однако очевидно, что чем больше БС приходится на 1000 жителей, тем выше доступность этих БС для населения, тем меньшую абонентскую нагрузку они имеют и предположительно могут обеспечить большую скорость передачи данных при прочих равных условиях. Будем считать, что операторы сотовой связи при расположении БС всегда стремятся получить максимально возможный охват населения, чтобы получить максимальную прибыль с каждой БС, т.е. с точки зрения плотности обслуживаемого населения БС расположены оптимально в большинстве случаев.

В настоящее время в Томской области действуют 4 оператора сотовой связи – ПАО «МТС», ПАО «Мегафон» (включая ООО «Скартел»), ПАО «ВымпелКом», ООО «Т2-Мобайл». Сети связи этих операторов представлены технологиями трех поколений: GSM (второе поколение, 2G), UMTS (третье поколение, 3G), LTE (четвертое поколение, 4G). Данные о количестве зарегистрированных БС сотовой связи в регионе по состоянию на август 2017 г. получим с помощью интернет-ресурса [5]. Данные о количестве населения Томской области с разбивкой по муниципальным образованиям доступны лишь по состоянию на 1 января 2017 г. [6]. Исходные данные, а также расчетные удельные показатели сведены в табл. 1.

Для удобства сравнения отобразим полученные результаты на диаграмме (рис. 1).

Из рис. 1 видно, что БС стандарта GSM количественно преобладают во всех без исключения муниципальных образованиях, причем удельное их коли-

чество в сельской местности даже выше, чем в городах. Большое удельное число БС стандарта GSM для Каргасокского (3,97), Парабельского (3,07) и Александровского (2,81) районов Томской области можно объяснить наличием на их территориях нефтяных и газовых месторождений, обслуживаемых дополнительными БС. При этом население, проживающее на территориях месторождений, не является постоянным и в статистику не входит. Ожидаемо, что лидерами по удельному числу БС стандарта LTE являются территории с высокой плотностью населения: г. Томск (1,45), Томский р-н (1,17), г. Стрежевой (0,93), г. Северск (0,88). Если для сравнения принять удельные показатели для областного центра как эталонные, то можно заключить, что значительная часть населения в сельских районах в достаточной степени обеспечена сотовой связью второго (GSM) и третьего (UMTS) поколений, однако обеспеченность сотовой связью четвертого (LTE) поколения остается крайне низкой.

Отсутствие возможности высокоскоростного доступа в Интернет по сетям 4G, однако, не является главной проблемой в обеспечении связью в сельских районах: в отдельных населенных пунктах сотовая связь может отсутствовать вовсе либо быть представленной базовыми станциями ограниченного числа операторов, что сужает для населения возможность выбора оператора и тарифных планов.

Рассмотрим эту проблему на примере Тегульдетского района Томской области как имеющего наименьшее количество населения. Покажем количество базовых станций в каждом из 14 населенных пунктов, входящих в состав Тегульдетского района, с разбивкой по операторам и технологиям.

Таблица 1

№ п/п	Муниципальное образование	Численность населения,	Количеств операторо	о БС сотовой ов по техноло	связи всех огиям, шт.	Количество БС сотовой связи всех операторов по технологиям, шт./1000 жителей			
		чел.	GSM (2G)	UMTS (3G)	LTE (4G)	GSM (2G)	UMTS (3G)	LTE (4G)	
1	г. Томск	594053	1054	594	860	1,77	1,00	1,45	
2	г. Кедровый	3250	8	2	2	2,46	0,62	0,62	
3	г. Стрежевой	41733	58	37	39	1,39	0,89	0,93	
4	г. Северск	114313	166	86	101	1,45	0,75	0,88	
5	Александровский р-н	8174	23	8	5	2,81	0,98	0,61	
6	Асиновский р-н	34117	71	38	15	2,08	1,11	0,44	
7	Бакчарский р-н	12077	24	10	2	1,99	0,83	0,17	
8	Верхнекетский р-н	15949	27	12	1	1,69	0,75	0,06	
9	Зырянский р-н	11942	20	9	2	1,67	0,75	0,17	
10	Каргасокский р-н	19625	78	27	9	3,97	1,38	0,46	
11	Кожевниковский р-н	20351	41	21	5	2,01	1,03	0,25	
12	Колпашевский р-н	38667	61	32	18	1,58	0,83	0,47	
13	Кривошеинский р-н	12258	24	16	5	1,96	1,31	0,41	
14	Молчановский р-н	12460	30	18	5	2,41	1,44	0,40	
15	Парабельский р-н	12374	38	27	5	3,07	2,18	0,40	
16	Первомайский р-н	16972	38	21	6	2,24	1,24	0,35	
17	Тегульдетский р-н	6142	17	10	2	2,77	1,63	0,33	
18	Томский р-н	73469	186	130	86	2,53	1,77	1,17	
19	Чаинский р-н	11766	22	9	1	1,87	0,76	0,08	
20	Шегарский р-н	19199	41	21	10	2,14	1,09	0,52	

Численность населения по муниципальным образованиям Томской области и количество БС сотовой связи



Рис. 1. Количество БС сотовой связи всех операторов по технологиям на 1000 жителей

Таблица 2

Количество	бязовых	станний с	отовой с	вязи в Т	Гегупьлетском	пайоне '	Томской об	пасти
nomin iccide	UUJUDDIA	станции с		, on on o i		panone	I UNICAUN UU	JIAC I II

N⁰	Населенный пункт	Численн	юсть на-	Количе	ество базовых станци	й, шт.
п/п		селе	селения (в скобках указа		казано количество о	ператоров)
		чел.	%	GSM	UMTS	LTE
1	п. Белый Яр	404	6,58	1 (1)	0	0
2	д. Новошумилово	87	1,42	0	0	0
3	д. Озерное	18	0,29	0	0	0
4	п. Берегаево	739	12,03	3 (3)	2 (2)	0
5	п. Красный Яр	4	0,07	0	0	0
6	д. Красная Горка	190	3,09	0	0	0
7	с. Тегульдет	3958	64,44	7 (4)	5 (4)	2 (2)
8	д. Байгалы	47	0,77	2 (2)	0	0
9	д. Куяновская Гарь	49	0,80	0	0	0
10	п. Центрополигон	45	0,73	0	0	0
11	п. Четь-Конторка	171	2,78	0	0	0
12	п. Покровский Яр	54	0,88	0	0	0
13	п. Черный Яр	372	6,06	4 (4)	3 (2)	0
14	п. Орловка	4	0,07	0	0	0

Данные о количестве жителей в отдельных населенных пунктах получим из [7] по состоянию на 01.01.2017. Отметим, что расстояния между населенными пунктами в Тегульдетском районе в большинстве случаев не позволяют осуществлять уверенный прием базовыми станциями сигналов абонентских станций из соседних населенных пунктов без использования специальных технических средств – усилителей мощности (минимальное расстояние составляет 8 км между д. Красная Горка и п. Черный Яр).

Анализ данных из табл. 2 показывает, что обеспеченность сотовой связью в Тегульдетском районе составляет: по сетям второго поколения (GSM) 89,88%; по сетям третьего поколения (UMTS) 82,53%; по сетям четвертого поколения (LTE) 64,44%.

При этом не ограничены в выборе оператора, предоставляющего услуги по сетям GSM, 70,5% жителей, 19,38% имеют ограниченный выбор оператора, 10,12% не обеспечены сотовой связью вовсе. Не ограничены в выборе оператора, предоставляющего услуги по сетям UMTS, лишь жители районного центра (64,44% жителей), 18,09% имеют ограниченный выбор оператора, 17,48% не обеспечены вовсе. Возможность использования сетей LTE имеют лишь жители районного центра (64,44% жителей) с ограниченным выбором оператора.

Выводы

1. Высокие показатели охвата сотовой связью в Томской области в целом достигаются в основном за счет охвата населения областного центра, крупных городов, а также райцентров, т.е. населенных пунктов, имеющих наибольшую плотность населения.

2. Значение охвата населения сотовой связью существенно варьируется при проведении оценки по районам области в отдельности. Как показано на примере Тегульдетского района, она может составлять лишь 89,88% охвата наиболее ранней технологией GSM для отдельно взятого района.

3. Сельские районы области в основном обеспечены сотовой связью устаревших технологий второго поколения (GSM) и частично третьего поколения (UMTS). Обеспеченность сотовой связью технологий четвертого поколения (LTE) остается крайне низкой.

4. Жители сельских населенных пунктов в той или иной степени ограничены в выборе оператора сотовой связи. В каждом конкретном населенном пункте набор представленных операторов и технологий сотовой связи может существенно отличаться. На примере Тегульдетского района показано, что ни в одном из населенных пунктов, включая районный центр, полный набор всех возможных технологий сотовой связи не обеспечивается всеми 4 операторами сотовой связи.

5. Имеются населенные пункты, жители которых полностью лишены возможности пользования сотовой связью. На примере Тегульдетского района показано, что численность жителей таких населенных пунктов может составлять значительную часть общей численности населения и превышать 10%.

6. Неравномерность в обеспечении связью легко объяснима экономическими интересами операторов сотовой связи. Тем не менее существующее положение вещей не может считаться приемлемым: сельские жители оказываются в дискриминированном положении по сравнению с городским населением. Очевидно, что в современном мире все население должно иметь равный доступ к цифровой инфраструктуре. Наличие технической возможности решения этой проблемы не вызывает сомнений, однако, оно оказывается невозможным без административного и экономического вмешательства государства. Возможным решением могла бы стать обязательная установка базовых станций во всех без исключения населенных пунктах с перераспределением финансовой нагрузки на остальных абонентов сотовой связи. Однако это неизбежно вызовет рост тарифов мобильной связи. Другим решением может быть предоставление бюджетных дотаций операторам сотовой связи. Эти дотации могли бы компенсировать стоимость установки и обслуживания потенциально убыточных базовых станций.

Литература

1. Волченко О.В. Динамика цифрового неравенства в России // Мониторинг общественного мнения: Экономические и социальные перемены. – 2016. – № 5. – С. 163–182.

2. Бекетов Н.В. Информационное разнообразие и цифровое неравенство в развитии России // Информационные ресурсы России. – 2009. – № 5. – С. 27–31.

3. Скрыльникова Н.А. Управление инновационными процессами на основе концепции технологического пакета // Вестник Том. гос. ун-та. Экономика. – 2010. – № 12. – С. 52–58.

4. Статистика отрасли [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://minsvyaz.ru/ru/activity/statistic/ statistika-otrasli, свободный (дата обращения: 01.09.2017).

5. Радиоэлектронные средства // Федеральная автоматизированная информационно-аналитическая система в области использования радиочастотного спектра и средств массовой коммуникации. – URL: http://fais-rfs.ru/radio/ (дата обращения: 01.09.2017).

Численность постоянного населения Томской области на 1 января 2017 г. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://tmsk.gks.ru/wps/wcm/connect/rosstat_ts/tmsk/ resources/47b8ea80404dd47f9b8effc7692f4691/nas-17.pdf, свободный (дата обращения: 01.09.2017).

7. Реестр административно-территориальных единиц Томской области на 1 января 2017 года [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://tomsk.gov.ru/adm, свободный (дата обращения: 01.09.2017).

УДК 621.396.018.424

Е.В. Шпарова, В.А. Кологривов

Модельное исследование многоканальной сверхширокополосной радиосвязи на основе частотного разделения каналов

Исследование возможностей многоканальной сверхширокополосной радиосвязи на основе производных импульсов Гаусса и Рэлея с частотным разделением каналов.

Ключевые слова: сверхширокополосная связь, частотное разделение каналов, импульсы Гаусса, импульсы Рэлея, многоканальная связь, моделирование, отношение сигнал/шум, количество ошибок.

На сегодняшний день высокие требования предъявляются к эффективности и функциональности систем передачи информации. К таким требованиям относятся помехоустойчивость, скрытность, электромагнитная совместимость и т.д. Эти требования, как правило, определяют качество функционирования радиоэлектронных средств (РЭС). Один из способов решения этой проблемы заключается в

применении новых нестандартных видов сигналов. Таковыми являются сверхширокополосные (СШП) сигналы. Главное их достоинство по сравнению с классическими узкополосными и широкополосными сигналами состоит в том, что СШП-сигналы передают большее количество информации и обеспечивают скрытность и хорошую устойчивость к подавлению. Несмотря на ряд преимуществ, у данных видов сигналов есть особенность. Она заключается в принципиальной неприменимости классических методов генерации, излучения, приема и обработки сигнала, а также соответствующих технических средств, которые основаны на преобразовании Фурье, использовании резонансных свойств элементов и устройств для СШП-сигналов [1].

К сверхширокополосным сигналам относятся все сигналы со спектральной полосой, которая не меньше 1,5 ГГц, а также сигналы, у которых ширина спектральной полосы составляет не менее 25% от значения центральной частоты.

Многоканальные СШП-системы используют разделение каналов по форме, времени и частоте. В работе исследуется система с разделением по частоте [1, 2].

Гауссов импульс

Импульсы Гаусса удобно использовать в радиосвязи, т.к. их спектр имеет такую же колоколообразную форму и отсутствуют боковые лепестки (рис. 1).

Временной форме импульса Гаусса соответствует выражение

$$S_{\rm M\Gamma}(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot \exp(-\frac{t^2}{2\sigma^2}),$$

где *A* – коэффициент амплитуды, принимается равным единицы; σ – коэффициент формы; π – постоянная, равная 3,14.

)							

Рис. 1. Последовательность импульсов Гаусса

Форма сверхкоротких импульсов описывается моноциклом Гаусса, т.е. первой производной импульса Гаусса (рис. 2).

Рекуррентная формула *n*-й производной импульса Гаусса имеет вид

$$S^{n}(t) = -\frac{n-1}{\sigma^{2}} \cdot S^{n-1}(t) - \frac{t}{\sigma^{2}} \cdot S^{n-1}(t) ,$$

где *п* – порядок производной [3].



Импульс Рэлея

В СШП связи используются не сами импульсы Рэлея, а их производные, которые имеют вид кратковременных «всплесков» (рис. 3).



Временной форме импульса Рэлея соответствует выражение

$$S(t) = \frac{4\pi t}{\sigma^2} \cdot \exp(-\frac{2\pi t^2}{\sigma^2})$$

где σ – коэффициент формы импульса; π – постоянная, равная 3,14.

Производные от импульса Рэлея (рис. 4) определяется следующим рекуррентным выражением:

$$S_{\mathrm{H}\Gamma}(t) = \frac{4\pi t}{\sigma^2} \cdot S^{n-1}(t) - \frac{4\pi t}{\sigma^2} \cdot S^{n-2}(t) \, ,$$

где *п* – порядок производной.

Сигналы, соответствующие производным импульсов Рэлея, получили распространение в СШПсистемах [3].



Рис. 4. Первые производные импульсов Рэлея

Исследование модели СШП-системы на основе производных импульсов Гаусса и Рэлея и частотного разделения каналов

Рассмотрим упрощенную функциональную модель 3-канальной СШП-системы на основе импульсов Гаусса и Рэлея и частотного разделения каналов (рис. 5). Основное отличие укрупненных схем на основе импульсов Гаусса и Рэлея состоит в передающей части, где находится генератор импульсов и происходит формирование производных.

Исходные данные. Скорость цифрового потока была выбрана равной R = 1, соответственно длительность бита $\tau = 1$, длина исследуемой импульсной последовательности составляет L = 1000 бит.

При моделировании СШП-модемов использовались относительная частота и время. Распределение несущих по диапазону реализуется в соответствии с правилом: $w_3/w_2 = w_2/w_1$, где $w_1 = 20\pi$; $w_2 = 30\pi$; $w_3 = 45\pi$.

Длительность модулирующих импульсов Гаусса и Рэлея (которые посажены на несущую) и их производных составляет $\Delta t = 0,25$. Ширина спектральной плотности СШП-сигналов по уровню 3 дБ составила порядка 11 Гц.



Рис. 5. Укрупненная функциональная схема 3-канального СШП-модема: ГИ – генератор импульса Гаусса или Рэлея; ГИ – генератор импульса; ГН – генератор несущей; ГПСП – генератор псевдослучайной последовательности; Х – перемножитель; ГШК – генератор шума каналов; ИМ – измеритель мощности; К – коррелятор; О – осциллограф

Исследование помехоустойчивости

Для исследования помехоустойчивости системы необходимо измерять отношение сигнал/шум и фиксировать число ошибок.

Для вычисления отношения сигнал/шум необходимо измерить чистый сигнал S_i и смесь сигнала с шумом M. Для измерения мощностей сигналов в передатчике производим их измерения в каждом из каналов (до сумматора – точки A, B, C).

Мощность смеси сигналов с шумом производится на выходе сумматора (точка D), тогда значение SNR вычисляется из соотношения SNR= $10 \cdot \log(S_i/M - S_i)$.

В детекторах ошибок каждого из каналов фиксируется число ошибок при заданном SNR. После чего, изменяя мощность ГШК и SNR, многократно повторяя измерения, обеспечиваем построение графика водопадоподобной характеристики.

Элементы методики

Подбором мощности ГШК добиваемся числа ошибок в каналах, равного единице, и производим измерения SNR. Затем, поэтапно увеличивая мощность ГШК, изменяем SNR, контролируя число ошибок, и строим водопадоподобную характеристику.

Результат исследования помехоустойчивости 3-канальной СШП-системы на основе производной импульсов Гаусса изображен на рис. 6.

Результат исследования помехоустойчивости 3-канальной СШП-системы на основе производных импульсов Рэлея изображен на рис. 7.

Выводы. По результатам испытаний видно, что при вероятности битовой ошибки 10⁻³ соотношение сигнал/шум (SNR) каналов СШП-модемов на основе производных импульсов Гаусса и Рэлея в среднем составляет –7,5 дБ.

Наблюдается разброс характеристик помехоустойчивости по каналам, что обусловлено разными несущими.







от соотношения сигнал/шум

Кривые помехоустойчивости смещены влево в сторону отрицательных значений SNR в дБ, что обусловлено использованием корреляционной обработкой принятых сигналов.

Моделирование подтвердило возможность построения многоканальных СШП-систем на основе производных импульсов Гаусса и Рэлея и частотного разделения каналов. Соотнесение масштабов моделирования по времени и частоте подтверждает сверхширокополосность исследуемых систем. Результаты моделирования могут быть использованы при разработки реальных СШП-модемов.

Литература

1. Дмитриев В. Технология передачи информации с использованием сверхширокополосных сигналов (UWB):

Ч. 1 // Компоненты и технологии. – 2003. – №9– С. 72–76. [Электронный ресурс] – Режим доступа: свободный http://www.kit-e.ru/articles/wireless/2003 09 72.php

2. Абдрахманова Г.И. Системы, сети и устройства телекоммуникаций: повышение эффективности сверхширокополосных систем связи на основе оптимизации формы импульсов: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Уфа, 2013. – 19 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ugatu.su/assets/files/ documents/nich/dissov/d7/14.11.13/abdrahmanova_avtoreferat.pdf

3. Грахова Е.П. Системы, сети и устройства телекоммуникаций: повышение эффективности сверхширокополосных беспроводных систем связи на основе спектральной модуляции: дис. ... канд. техн.х наук [Электронный ресурс]. – Уфа, 2016. – 197 с. – Режим доступа: http://www.ugatu.ac.ru/assets/files/documents/dissov/07/2016/ Grakhova_E_P/diss.pdf

Секция 3

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

Председатели секции: Бабак Леонид Иванович, д.т.н., профессор каф. КСУП; Черкашин Михаил Владимирович, к.т.н., доцент каф. КСУП

УДК 621.396.41

Ю.Н. Бидненко, Д.А. Жабин, А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев

Проектирование монолитного широкополосного малошумящего усилителя диапазона 15–30 ГГц по SiGe-BiCMOS-технологии

Представлены результаты разработки широкополосного малошумящего усилителя (МШУ) диапазона 15– 30 ГГц. Данный МШУ является частью приемного модуля К-диапазона и обеспечивает усиление сигнала радиочастоты на входе субгармонического смесителя. В рабочей полосе усилитель обладает малым коэффициентом шума (< 3 дБ), коэффициенты отражения по входу и выходу не превышают –10 дБ. Коэффициент усиления МШУ не менее 10 дБ. Дли синтеза согласующих цепей применялись методы визуального проектирования и генетические алгоритмы. Схема выполнена по SiGe-BiCMOS-технологии IHP SG25H3. Площадь кристалла составляет 0,48 мм².

Ключевые слова: СВЧ-усилитель, СВЧ-монолитная интегральная схема, малошумящий усилитель, коэффициент устойчивости, коэффициент шума, SiGe-технологии; IHP SG25H3, визуальное проектирование, генетический алгоритм, 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).

Неотъемлемой составляющей любого приемного радиомодуля является малошумящий усилитель (МШУ), который усиливает принимаемый сигнал радиочастоты с минимумом вносимых искажений (шумов) и как следствие повышает чувствительность всего приемника в целом.

В статье представлены результаты проектирования двухкаскадного МШУ для частотного диапазона 15–30 ГГЦ, который является частью приемного модуля К-диапазона и обеспечивает усиление сигнала радиочастоты на входе субгармонического смесителя. МШУ выполнен в виде монолитной интегральной микросхемы (МИС) на основе SG25H3 BiCMOS-технологии фирмы IHP. Цель проделанной работы сводилась к проектированию СВЧ МШУ по комплексу требований к его характеристикам в широкой полосе частот.

Требования, предъявляемые к усилителю:

- рабочая полоса частот от 15 до 30 ГГц;

- коэффициент усиления не менее 10 дБ;
- коэффициент шума не более 3 дБ;

 – согласование по входу с нагрузкой 50 Ом не хуже –10 дБ;

– согласование по выходу с нагрузкой 50 Ом не хуже –10 дБ.

Проектирование усилителя

Анализ SiGe-BiCMOS-технологии SG25H3 фирмы IHP показал, что оптимальным выбором для получения минимальных шумов при максимальном коэффициенте передачи будет использование биполярного транзистора ihp_npnH3_PI с общей длиной эмиттера 0,84×12 = 10,08 мкм. Базовая усилительная ячейка проектируемого МШУ на этом транзисторе показана на рис. 1. Транзистор в ячейке включен по схеме с общим эмиттером. Делитель R2–R3 необходим для подачи в цепь базы напряжения смещения, а индуктивность L2 – для формирования отрицательной обратной связи.

Правильный выбор рабочей точки и величины эмиттерной индуктивности позволяет обеспечить

безусловную устойчивость выбранного транзистора в рабочей полосе частот, а также сблизить значения оптимальных импедансов для согласования транзистора на минимум коэффициента шума и двухстороннего согласования по входу. Годографы Sopt_Гin (оптимальный импеданс по входу для обеспечения двустороннего согласования) и Sopt_NF (оптимальный импеданс по входу для обеспечения минимального коэффициента шума) показаны на рис. 2.



Рис. 1. Стабилизированная ячейка усилительного каскада



Рис. 2. Годографы оптимальных импедансов для согласования на минимум шума и двухстороннего согласования по входу

Номиналы выбранных элементов R2, R3 и L1 показаны на рис. 1. Напряжение питания $V_{be} = V_{ce} = 1,5$ В. Делитель формирует в цепи базы напряжение смещения, равное 0,87 В.

В САПР Keysight ADS на основе нелинейной модели транзистора ihp_npnH3_PI из библиотеки IHP были получены S-параметры схемы рис. 1 в рабочей полосе частот. А также, исходя из предельных значений ячейки усилительного каскада по параметрам NF_{min} и G_{max} , были сформулированы требования, предъявляемые к характеристикам усилительного каскада МИС МШУ (таблица).

Используя полученные S-параметры и значения из таблицы как входные данные для программы по визуальному проектированию транзисторных усилителей Region были построены области допустимых значений (ОДЗ) входных и выходных импедансов (рис. 3 и 4) схемы рис. 1 [1, 5]. ОДЗ приведены для диапазона частот 15–30 ГГц.

Требования к характеристикам ячейки усилительного каскада МШУ

Δ <i>f</i> , ГГц	<i>G</i> , дБ	<i>F</i> , дБ	<i>S</i> ₁₁ , дБ	S ₂₂ , дБ	k
15-30	5,5–6,0	2,3–2,8	≤ -16	≤ -16	>1



Рис. 3. ОДЗ входного импеданса ячейки усилительного каскада



Рис. 4. ОДЗ выходного импеданса ячейки усилительного каскада

На основе полученных ОДЗ в программе синтеза согласующих цепей (СЦ) gMatch были построены входная и выходная согласующие цепи усилительного каскада МШУ [2]. Синтезированная электрическая принципиальная схема усилительного каскада приведена на рис. 5. Параметры рассеяния, коэффициент устойчивости и коэффициент шума приведены на рис. 6 и 7.

Для удовлетворения требованиям технического задания по коэффициенту усиления МШУ финальная версия усилителя была получена последовательным включением двух усилительных каскадов, изображенных на рис. 5. Электрическая принципиаль-

ная схема двухкаскадного МШУ приведена на рис. 8. Элементы L1 и R1 необходимы для обеспечения абсолютной устойчивости одиночного каскада (см. рис. 5) от нуля до нижней границы рабочей полосы частот, и из межкаскадной цепи они были исключены.



 Image: 16.000GHz
 Image: 16.000GHz<

Рис. 6. S-параметры усилительного каскада МШУ







Из ОДЗ входного импеданса усилительного каскада (см. рис. 3) видно, что конденсатор С1 выполняет скорее разделительную функцию, чем согласующую, и его также нет в межкаскадной СЦ МШУ.

Параметры рассеяния, коэффициент устойчивости и коэффициент шума двухкаскадного МШУ приведены на рис. 9 и 10.

На основе разработанной электрической принципиальной схемы двухкаскадного МШУ была спроектирована топология кристалла МИС МШУ (рис. 11). Размеры кристалла 520×920 мкм. Проектирование топологии было выполнено в программной среде Cadence. Численный электромагнитный анализ топологии устройства проводился в САПР ADS Momentum.



Рис. 9. S-параметры двухкаскадного малошумящего СВЧ-усилителя в дБ



Рис. 10. Коэффициент шума и устойчивость двухкаскадного МШУ в дБ



Заключение

Авторы, используя методы визуального проектирования и генетические алгоритмы, на технологии IHP SG13H3 разработали топологию широкополосного малошумящего усилителя с полосой рабочих частот 15–30 ГГц. По результатам расчета данный МШУ отвечает всему комплексу требований к его характеристикам.

Работа финансировалась Министерством образования и науки РФ совместно с индустриальным партнером ООО «Микран» в рамках выполнения проектной части государственного задания 8.3423.2017/4.6.

Литература

1. Babak L.I. Interactive «visual» design of matching and compensation networks for microwave active circuits /

УДК 621.396.41

Ю.Н. Бидненко

L.I. Babak, M.V. Cherkashin // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. – 2001. – Vol. 3. – P. 2095–2098.

2. Жабин Д.А. Методика автоматизированного синтеза согласующе-корректирующих цепей по областям допустимых значений иммитанса / Д.А. Жабин, Л.И. Бабак. – В наст. сборнике.

3. 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.

4. 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 и Ф.В. Кушнира. – М.: Связь, 1971. – 439 с.

5. Бабак Л.И. «Визуальное» проектирование двухкаскадного монолитного малошумящего усилителя Х-диапазона / Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Ф.И. Шеерман, А.А. Баров // 17-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2007). – Севастополь: Вебер, 2007. – Т. 1. – С. 101–102.

Широкополосный интегральный трансформатор Маршанда для двойного балансного субгармонического смесителя на ячейке Гильберта, выполненного по SiGe-технологии

Представлены результаты разработки широкополосного симметрирующего трансформатора Маршанда с полосой частот 7–14 ГГц. Трансформатор является частью приемного модуля К-диапазона и обеспечивает подачу сигнала гетеродина (8–10,5 ГГц) на субгармонический смеситель, выполненный по схеме Гильберта. В рабочей полосе трансформатор обладает малыми вносимыми потерями (< 1,8 дБ), амплитудным (< 0,15 дБ) и фазовым (< 2,5 град) разбалансами. Устройство реализуется по 0,13 мкм SiGe-технологии, площадь составляет 0,125 мм² без учета измерительных площадок и заземляющего экрана.

Ключевые слова: симметрирующий трансформатор, трансформатор Маршанда, SiGe-технологии, электромагнитное моделирование.

Несмотря на большую технологичность, популярность и массовость кремниевых микросхем, есть ряд принципиальных сложностей, связанных с их использованием в аналоговой и цифровой электронике. С увеличением плотности компоновки функциональных элементов и узлов на кристалле намного острее стоит задача обеспечения их электромагнитной совместимости. Кроме того, в стандартных кремниевых технологиях чаще всего отсутствует возможность изготовления сквозных заземляющих отверстий. Если в СВЧ-устройстве все же требуется наличие физической «земли», приходится использовать внешнее заземление, что может сильно ухудшить параметры устройства.

Использование дифференциальной схемотехники при проектировании аналоговых и цифровых интегральных схем дает возможность преодолеть описанные трудности. Дифференциальные (балансные) схемы позволяют подавлять синфазные шумы и наводки, четные моды в спектрах сигналов, обеспечивают хорошую развязку между каналами в различных схемах преобразования частоты ([1–6] и др.). За счет наличия «виртуальной» земли (средней точки) снижаются требования к качеству внешнего заземления микросхемы. Для перехода в микросхемах от несимметричных сигналов к симметричным и наоборот используют интегральные симметрирующие трансформаторы (англ. balun).

Топология трансформатора

При разработке симметрирующих трансформаторов в интегральном исполнении пытаются обеспечить компромисс между следующими желаемыми их показателями: широкая полоса частот, минимальные вносимые потери, минимальная площадь топологии (и, как следствие, низкая цена устройства), минимальный амплитудный и фазовый разбаланс на выходах трансформатора. В таблице представлены основные характеристики интегральных трансформаторов, изготовленных по различным полупроводниковым технологиям (прежде всего SiGe).

Настоящая работа посвящена разработке интегрального симметрирующего трансформатора типа Маршанда с лицевой связью диапазона 7–14 ГГц. Трансформатор используется для подачи сигнала гетеродина (8–10,5 ГГц) на выполненный по схеме Гильберта субгармонический смеситель приемного тракта К-диапазона.

	Сравнительная таблица ха	рактеристик с	имметрируі	ющих трансфо	рматоров	
Стот а	Тахналария	Диапазон	Вносимые	Амплитудный	Фазовый	Площадь,
Статья	Гехнология	частот, ГГц	потери, дБ	разбаланс, дБ	разбаланс, град	MM ²
1	0,13 мкм SiGe (IHP SG13S)	7–15	< 8	< 0.13	< 0,4	0,135
2	InP DHBT	15-30	< 4	< 1	< 6	0,15
3	0,13 мкм SiGe (IBM)	11,5–46,5	< 6	< 1	< 1,36	0,03
4	0,13 мкм SiGe	6,5-28,5	< 6	< 1	< 1,65	0,054
5	0,18 мкм SiGe	10-40	< 10	< 1,5	< 10	0,06
Эта работа	0,13 мкм SiGe	7–14	< 5	< 0,15	< 2,5	0,126

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

На рис. 1 и 2 представлены топология и 3D-модель структуры разработанного трансформатора. В используемой 0,13 мкм SiGe-технологии доступны семь слоев металлизации. При этом два верхних слоя TopMetal1 и TopMetal2 обладают наибольшей удельной проводимостью и используются как основные для формирования топологии связанных линий, перемычки между линиями формируются в слоях M5–M3.



Рис. 1. Топология интегрального симметрирующего трансформатора Маршанда



Рис. 2. 3D-модель трансформатора

Результаты расчета

Численный электромагнитный (ЭМ) анализ устройства проводился в САПР ADS Momentum. На рис. 3 и 4 представлены результаты ЭМ-моделирования параметров рассеяния, а также амплитудного и фазового разбалансов трансформатора с учетом измерительных площадок (см. рис. 1). Значения амплитудного и фазового разбалансов были рассчитаны по формулам:

Delta
$$S = |dB(S_{21}) - dB(S_{31})|,$$
 (1)

Delta
$$F = |180^\circ - |\varphi(S_{21}) - \varphi(S_{31})||.$$
 (2)

На рис. 5 и 6 приведены результаты ЭМ расчета элементов матрицы рассеяния и характеристик разбаланса трансформатора без учета измерительных площадок.

Потери мощности в рассматриваемых структурах в основном обусловлены конечной проводимостью слоев металлизации и могут быть снижены лишь путем увеличения ширины сигнальных линий. Однако последнее может привести к возрастанию коэффициента отражения и общих габаритов устройства.









64







Рис. 6. Амплитудный и фазовый разбалансы трансформатора без учета измерительных площадок

Заключение

В работе разработана топология широкополосного симметрирующего трансформатора Маршанда, выполняемого на основе 0,13 мкм SiGe-технологии. Трансформатор работает в полосе частот 7–14 ГГц. Обладая сравнительно небольшими габаритами ($S = 0,125 \text{ мм}^2$), он характеризуется минимумом вносимых потерь для выбранной технологии (< 1,8 дБ), малыми разбалансами амплитуды и фазы (0,15 дБ и 2,4 град соответственно).

Работа финансировалась Министерством образования и науки РФ совместно с индустриальным партнером ООО «Микран» в рамках выполнения проектной части государственного задания 8.3423.2017/4.6.

Литература

Chakraborty S. Milner L.E., Hall L.T. et al. Characterisation of a transformer balun for a 7–15 GHz SiGe frequency doubler // IEEE 2nd Australian Microwave Symposium (AMS), 2016. Adelaide, SA. – 2016. – PP. 35–36.
 Johansen T., Krozer V. Analysis and design of

2. Johansen T., Krozer V. Analysis and design of lumped element Marchand baluns // MIKON–2008. 17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. Wroclaw. – 2008. – PP. 1–4.

3. Luo X. Compact ultra-wideband stacked-spiralcoupled balun using center-tapped float-shield and portcoupled compensation line // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT). Seattle, 2013. WA. – 2013. – PP. 1–3.

4. Qian H.J., Luo X. Compact 6.5–28.5 GHz On-Chip Balun With Enhanced Inband Balance Responses // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. Dec. 2016. – Vol. 26, No. 12. – PP. 993–995,

5. Chiang M.J., Wu H.S., Tzuang C.K.C. A compact CMOS Marchand balun incorporating meandered multilayer edge-coupled transmission lines // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. –Boston. MA. – 2009. – PP. 125–128.

6. Kokolov A.A., Salnikov A.S., Scheyerman F.I., Schevlyakov M.L., Babak L.I. A 1–4.5 GHz MMIC mixer based on SiGe BiCMOS technology // 13th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE–2016). – Novosibirsk, 2016. – PP. 97–100.

УДК 621.375.4

М.В. Черкашин, А.А. Коколов

Усилитель промежуточной частоты на основе CMOS-технологии

Представлена разработка дифференциального усилителя промежуточной частоты для монолитной интегральной схемы универсального приемника ВЧ-тракта, выполненного на основе 0,25 мкм CMOS-технологии SG25V фирмы IHP (Германия).

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

Как правило, приемопередающие модули (ППМ) СВЧ-диапазона выполняют на основе монолитных интегральных схем (МИС), изготавливаемых по технологиям полупроводников A₃B₅ (GaAs, GaN). Однако построение МИС для ППМ на основе SiGe BiCMOS- или CMOS-технологий [1–3] позволяют

разместить аналоговые и цифровые схемы управления (драйверы) на одном кристалле. Это позволяет реализовать ППМ на основе концепции «система на одном кристалле» и в результате уменьшить массу, габариты и стоимость ППМ, снизить энергопотребление.

Важной частью радиочастотного тракта ППМ является усилитель промежуточной частоты, реализующий основное усиление и избирательность (совместно с полосовым фильтром). В настоящей работе представлены результаты проектирования усилителя промежуточной частоты (УПЧ) для МИС ППМ на основе 0,25 мкм BiCMOS-технологии SG25V фирмы IHP (Германия), который в отличие от усилителя, представленного ранее в [4], выполнен на основе «чистой» СМОS-технологии без использования SiGe HBT. Также выход данного УПЧ (по требованию заказчика) сделан несимметричным.

Разработка усилителя промежуточной частоты

Исходные требования к характеристикам усилителя представлены в табл. 1.

Коэффициент шума, дБ, не более

Потребляемый ток, мА, не более

дБм, не менее

Выходная мощность при сжатии на 1 дБ,

	Таблица 1
Исходные требования к характерист	икам УПЧ
Параметр	Значение
Диапазон частот Δf , МГц	50500
Коэффициент усиления G, дБ	20±1
Модуль входного $ s_{11} $ / выходного коэф- фициента отражения $ s_{22} $, дБ, не более	-12 / -12

3

12

100

Напряжение питания, В 5±1 Упрощенная схема УПЧ показана на рис. 1, он имеет дифференциальный вход и несимметричный выход.



Рис. 1. Упрощенная схема УПЧ на СМОЅ

Усилитель включает в себя два каскада: первый дифференциальный каскад выполнен на транзисторах NMOS Q2, Q4, на транзисторах PMOS Q3, Q5 реализована динамическая нагрузка для этих транзисторов, второй каскад – буферный, выполнен на транзисторе PMOS Q8. Ток покоя первого и второго каскадов задается с помощью токовых зеркал, выполненных на транзисторах Q1, Q6 и Q7. Резистор RBias служит для установки тока для «токовых зеркал». RF1и RF2 улучшают согласование входа УПЧ с трактом передачи сигнала.



Рис. 2. Фрагмент топологии МИС ППМ с УПЧ

Топология разработанного усилителя в составе МИС ППМ показана на рис. 2 (размер кристалла УПЧ без учета контактных площадок 150×400 мкм). Характеристики УПЧ, полученные с помощью моделирования в AWR MWO с применением реальных моделей элементов, показаны на рис. 3 и 4, а также сведены в табл. 2.



Рис. 5. Малосигнальные частотные характеристики УПЧ (моделирование)



(моделирование)

Таблица 2

Усилитель	Δƒ, МГц	S ₂₁ , дБ	S ₁₁ , дБ	S ₂₂ , дБ	NF, дБ	Р _{вых1дБ} , дБм	<i>E</i> , B / <i>I</i> _{DC} , мА
Требования	50500	20±1	-12	-12	3	12	5 / 100
УПЧ из [4]	50500	33±0,5	-15	-15	1,85	11	5 / 90
УПЧ СМОЅ	50500	21±0,5	-15	-15	2	13.6	5 /75

Характеристики УПЧ

Разработанный усилитель имеет в полосе 50–500 МГц коэффициент усиления $21\pm0,5$ дБ, входной коэффициент отражения $|S_{11}| \leq -15$ дБ, выходной коэффициент отражения $|S_{22}| \leq -15$ дБ, линейную выходную мощность $P_{\text{вых1дБ}} > 13,5$ дБм, потребляемый ток 75 мА при напряжении питания 5 В. УПЧ сохраняет работоспособность при вариации напряжения питания в диапазоне 3...6 В.

Заключение

В настоящей статье представлена разработка дифференциального усилителя промежуточной частоты для МИС универсального приемника ВЧ-тракта, выполненного на основе 0,25 мкм СМОЅ-технологии фирмы IHP SG25V (Германия). В настоящее время МИС ППМ находится на изготовлении.

Данная работа выполнялась в рамках научного проекта № 16-47-700286 «Анализ, исследование и разработка перспективных радиотехнических систем и устройств силовой электроники для робото-

технических комплексов космического, воздушного, морского и наземного базирования» при поддержке РФФИ и администрации Томской области.

Литература

1. Bahl I.J. Control Components Using Si, GaAs, and GaN Technologies. – Boston: Artech House, 2014. – 310 p.

2. Bettidi A. et al. X-Band Transmit/Receive Module MMIC Chip-Set Based on Emerging GaN- and SiGe-Technologies // IEEE Symp. on Phased Array Syst. and Tech. – 2010. – PP. 250–255.

3. Добуш И.М., Коколов А.А., Шеерман Ф.И. и др. Разработка монолитных интегральных схем цифрового аттенюатора и смесителя диапазона 1–4,5 ГГц на основе SiGe-технологии // Матер. 26-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). – Севастополь, 2016. – С. 214–220.

4. Черкашин М.В., Сальников А.С. Дифференциальный усилитель промежуточной частоты на основе SiGe BiCMOS технологии // Матер. XII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные системы и средства управления» (ЭССУ-2016). – Томск: В-Спектр, 2016. – Ч. 1. – С. 63–64.

УДК 621.372.8

Д.А. Конкин

Моделирование оптических компонентов на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии с использованием метода конечных элементов

Представлены результаты моделирования оптического прямоугольного волновода и кольцевого оптического резонатора в зависимости от длины волны оптического излучения с использованием метода конечных элементов. Проведено сравнение результатов моделирования кольцевого резонатора на основе двумерной модели резонатора и метода эффективного показателя преломления. Показано, что использование эффективного показателя преломления, рассчитываемого на одной длине волны диапазона, приводит к появлению погрешностей в передаточной функции.

Ключевые слова: метод конечных элементов, кольцевой резонатор, оптический волновод, метод эффективного показателя преломления.

Кремниевая фотоника привлекает все больший интерес со стороны разработчиков быстродействующих и широкополосных систем передачи данных, поскольку линии передачи на основе металлических кабелей обладают малой полосой пропускания и высоким затуханием. В оптических системах передачи полоса пропускания ограничена лишь возможностями электронных схем, используемых в приемном и передающем трактах, однако эти ограничения преодолеваются за счет использования технологии оптического мультиплексирования при малом затухании порядка 0,2 дБ/км [1–3]. В отличие от классических материалов, используемых для изготовления оптических интегральных компонентов, кремний обладает рядом преимуществ. Основными из них являются хорошо отработанная в электронной промышленности технология обработки кремния, позволяющая создавать структуры с размерами десятки и сотни нанометров, а также высокая разница показателей преломления. Последнее позволяет создавать одномодовые волноводы и структуры, удерживающие свет, с характерными размерами в сотни нанометров и радиусами изгиба в единицы микрометров. В свою очередь, это

дает возможность разрабатывать компактные устройства обработки сигналов, такие как фильтры, модуляторы, мультиплексоры и демультиплексоры, с размерами, не превышающими единиц миллиметров [4–10]. Еще одним очень важным преимуществом полупроводниковых кремниевых технологий является возможность совмещения на одном чипе как оптических, так и электронных компонентов схемы, что позволяет производить полную интеграцию электронно-оптических приемопередающих устройств.

Для моделирования оптических устройств в настоящее время существует множество различных методов, которые включают в себя методы на основе конечно-разностной аппроксимации, граничных элементов, метода конечного объема, метода моментов и их различные модификации [11]. В настоящей работе осуществлено моделирование параметров оптического волновода и кольцевого резонатора на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии. Кроме того, выполнен сравнительный анализ результатов моделирования кольцевого резонатора с использованием двумерной модели и метода эффективного показателя преломления (МЭПП).

Методика и результаты моделирования

При проектировании фотонных устройств базовым элементом является оптический волновод, который используется как для доставки сигнала от источника до приемника, так и для создания на его основе других более сложных элементов, в том числе кольцевых резонаторов, интерферометров, модуляторов и т.д. Для анализа оптического волновода был использован свободно распространяемый пакет FreeFem++, обеспечивающий моделирование методом конечных элементов.

Одним из важных устройств электроннооптических систем являются оптические волноводы. Хорошо известно, что в линейном режиме распространение электромагнитного поля в оптических волноводах описывается с помощью постоянной распространения, которая является решением граничной задачи на собственные значения для неоднородного уравнения Гельмгольца [11]:

$$\nabla^2 E + \varepsilon \varepsilon_0 k_0^2 E = 0. \tag{1}$$

В случае если материал волновода является непоглощающим, решение данного уравнения представляет собой периодическую функцию координаты вдоль оси волокна с характерным периодом, обратно пропорциональным вещественному числу β, получившему название постоянной распространения. Однако в литературе достаточно часто используют величину постоянной распространения, нормированную к волновому числу в вакууме, эта величина получила название эффективного показателя преломления: $n_{eff} = \beta/k_0$. И хотя эффективный показатель преломления точно описывает распространение в волноводе монохроматического излучения, его становится недостаточно для описания распространения импульсных сигналов, которое связано с распространением группы волн. В последнем случае используется понятие группового показателя преломления, который может быть найден из эффективного показателя преломления:

$$n_{\rm rp} = n_{eff} - \lambda (dn_{eff}/d\lambda). \tag{2}$$

Результаты численного моделирования указанных характеристик прямоугольного волновода сечением 500×220 нм, изготовленного на кремнии, приведены на рис. 1.



ис. 1. Характеристики прямоугольного волновода сечением 500×220 нм на кремнии

Другим типом устройств, часто используемых в интегральной фотонике, являются кольцевые резонаторы. Они применяются для изготовления фильтров, модуляторов, мультиплексоров, демультиплексоров, линий задержки и т.д.

Для оценки параметров кольцевых резонаторов могут быть использованы данные, полученные при анализе волноводов. В работе [12] показано, что для кольцевого резонатора, изготовленного из волновода с групповым показателем преломления *n*_{гр}, область свободной дисперсии т.е. расстояние между соседними резонансами) описывается формулой

$$FSR = \frac{\lambda^2}{n_{\rm rp} 2\pi R},$$
 (3)

где λ – центральная длина волны, на которой работает резонатор; $n_{\rm rp}$ – групповой показатель преломления волновода, из которого изготовлен резонатор, и R – радиус резонатора. При этом результаты численного моделирования достаточно точно соответствуют оценкам, выполненным по формуле (3). Однако полное описание характеристик резонатора требует знания коэффициента связи между резонатором и возбуждающим волноводом, который не выражается простой формулой, а требует дополнительных вычислений. В этом случае моделирование оптических резонаторов с использованием численных методов позволяет непосредственно найти характеристики разрабатываемых компонентов.

Процесс моделирования резонатора отличается от процесса, использовавшегося при моделировании волновода. Хотя основное уравнение, описывающее распространение излучения, остается неизменным, в случае резонатора вместо решения задачи на собственные значения производится непосредственное решение дифференциального уравнения (1), из которого затем производится экстракция интересую-

щих величин. Следует отметить, что, хотя рассматриваемое устройство и является трехмерным, моделирование осуществляется в двух измерениях. Такой подход позволяет значительно сократить требуемый объем памяти и время моделирования. Для компенсации ошибки, вызванной переходом от трехмерной модели к двумерной, используется МЭПП [11].

Результаты моделирования кольцевого резонатора радиусом 5 мкм приведены на рис. 2. Для изучения влияния перехода от трех измерений к двум выполнено моделирование планарной структуры без использования метода эффективного показателя преломления (рис. 3), а также исследован случай, в котором эффективный показатель преломления был рассчитан только для одной длины волны (рис. 4).



Рис. 2. Распределение интенсивности светового поля в кольцевом резонаторе при отстройке от резонанса (*a*) и при совпадении длины волны с резонансной (*б*). Цифрами обозначены номера портов



Рис. 3. Параметры рассеяния для кольцевого резонатора. Сплошные линии – метод эффективного показателя преломления, штриховые – модель без использования метода эффективного показателя преломления. Точками на графике указаны резонансные длины волн ненагруженного резонатора

Из представленных графиков можно установить сразу несколько особенностей. Во-первых, это сдвиг резонанса при нагружении резонатора, во-вторых, – значительное отличие характеристик резонатора, полученных с использованием метода эффективного показателя преломления и на основе двумерной модели.

Если первое – хорошо изученный факт в физике колебаний [13], то второе требует пояснений, поскольку связано с переходом от трехмерной модели к двумерной. Указанный эффект происходит из-за того, что показатель преломления трехмерного волновода в одном из направлений заменяется эффективным показателем преломления пленки толщиной, равной высоте волновода. Этот эффективный показатель ниже, чем показатель преломления материала, из которого изготовлен волновод. Такая замена приводит к увеличению диаметра поля моды и, как следствие, соответствующему увеличению коэффициента связи волновода и резонатора, что видно из рис. 3. Если сравнить полученные результаты, видно, что связь волновода с резонатором увеличилась, это следует из уменьшения добротности резонанса (увеличение полосы пропускания) и увеличения коэффициента передачи резонатора вне резонанса.



Рис. 4. Параметры рассеяния для кольцевого резонатора. Сплошные линии – метод эффективного показателя преломления с его расчетом для каждой длины волны, штриховые – модель с использованием эффективного показателя преломления, рассчитанного на длине волны 1550 нм. Остальные обозначения – как на рис. 3

Дополнительно был выполнен сравнительный анализ результатов моделирования при использовании эффективного показателя, рассчитанного на одной длине волны, в сравнении с моделью, в которой эффективный показатель преломления рассчитывается на каждой длине волны. Результаты этих расчетов представлены на рис. 4. Из них следует, что использование эффективного показателя преломления, рассчитанного только для одной длины волны, приводит к изменению области свободной дисперсии (см. кривые, обозначенные сплошными и штриховыми линиями на рис. 4).

Заключение

Выполнен анализ оптического волновода и оптического кольцевого резонатора на основе 0,25 мкм SiG-БиКМОП-технологии. При моделировании характеристик оптических компонентов использован открытый пакет моделирования FreeFem++ на основе метода конечных элементов. В результате сравнительного анализа результатов моделирования кольцевого резонатора показано, что использование метода эффективного показателя преломления позволяет повысить достоверность моделирования трехмерных структур при использовании только двумерной сетки. Это значительно сокращает как время, так и объем вычислительных ресурсов, требуемых для моделирования оптических устройств.

Проект был выполнен при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, проект № 8.4029.2017/4.6.

Литература

1. Agrawal G.P. Fiber-Optic Communications Systems. – NY: John Wiley & Sons, 2002. – 530 p.

2. Noe R. Essentials of Modern Optical Fiber Communication. – Berlin: Springer, 2010. – 283 p.

3. DeCusatis C. Fiber optic data communication: technological trends and advances. – NY: Academic Press, 2002. – 590 p.

4. Ahmed J. Optical Signal Processing by Silicon Photonics / J. Ahmed, M. YakoobSiyal, F. Adeel, A. Hussain. – NY: Springer, 2013.

5. Chrostowski L. Silicon photonics design / L. Chrostowski, M. Hochberg. – UK: Cambridge University Press, 2015.

6. Spector S. Silicon photonics devices for integrated analog signal processing and sampling / S. Spector, C. Sorace-Agaskar // Nanophotonics. – 2014. – № 3(4–5). – PP. 313–327.

7. Rito P.A. Monolithically Integrated Segmented Linear Driver and Modulator in EPIC 0.25- μ m SiGe:CBi-CMOS-Platform / P.A. Rito, I.G. López, D. Petousi, L. Zimmermann et al. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2016. – Vol. 64, No 12. – PP. 4561–4572.

8. Soldano L.B. Optical Multi-Mode Interference Devices Based on Self-Imaging : Principles and Applications / L.B. Soldano, E.C.M. Pennings // J. Lightw. Technol. – 1995. – Vol. 13, No. 4. – PP. 615–627.

9. Soref R. Electrooptical effects in silicon / R. Soref, B. Bennett // IEEE Journal of Quantum Electronics. – 1987. – Vol. 23, No. 1. – PP. 123–129

10. Bogaerts W. Silicon microring resonators / W. Bogaerts, P. De Heyn, T. Van Vaerenbergh et al. // Laser Photonics Rev. – 2012. – Vol. 6, No. 1. – PP. 47–73.

11. Lavrinenko A.V. Numerical Methods in Photonics / A.V. Lavrinenko, J. Lagsgaard, N. Gregersen et al. – NY: CRC Press, 2015. – 358 p.

12. Rabus D.G. Integrated Ring Resonators: The Conpendium. – NY: Springer, 2007. –256 p.

13. Пиппард А. Физика колебаний / пер. с англ.; под ред. А.Н. Матвеева. – М.: Высш. шк., 1985. – 456 с.

УДК 621.396.41

А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев

Проектирование полосового фильтра на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии

Получена модель полосового фильтра с использованием пассивных компонентов на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии и представлены результаты моделирования на основе полученной модели. Ключевые слова: пассивные компоненты, индуктивность, емкость, монолитная интегральная схема.

Пассивные компоненты широко используются в согласующих цепях, резонаторах, фильтрах, цепях питания. В настоящее время возрастает интерес к уменьшению размеров и уменьшению мощности пассивных компонентов, полезно интегрировать многие пассивные компоненты по возможности на чипе.

Частотные фильтры предназначены для выделения или подавления частей спектра сигналов и являются важными компонентами большинства радиотехнических устройств [1]. Проектирование полосовых фильтров СВЧ-диапазона представляет собой сложную техническую задачу. Можно выделить два основных этапа проектирования фильтров [2]:

1. Структурный и параметрический синтез.

2. Корректировка параметров по результатам макетирования.

Задачей исследования и проектирования является получение модели полосового фильтра (ПФ) на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии.

Результаты исследования

По динамическим характеристикам SiGe-технология выдерживает конкуренцию с доминирующей сегодня GaAs-CBЧ-технологией. Возможность использования БиКМОП добавляет SiGe-технологии очевидное преимущество перед GaAs, оно заключается в существенном увеличении степени интеграции аналого-цифровых МИС, в том числе система на кристалле (СНК), включающих как СВЧ-аналоговые схемы, так и быстродействующие цифровые КМОП-блоки [4].

LC-фильтры были первыми фильтрами, которые применялись в устройствах передачи сигналов. Элементы фильтра выбираются таким образом, чтобы обеспечить передачу максимальной мощности в полосе пропускания. Пассивные фильтры устойчивы, не требуют источников питания, имеют низкую чувствительность характеристик к изменениям номиналов элементов.

Методы синтеза LC-фильтров достаточно хорошо разработаны. Имеется обширная справочная литература, которая содержит данные о фильтрах различных порядков. Процедура расчета фильтра сводится к выбору типа и порядка фильтра.

Результаты проектирования

Схема ПФ на пассивных компонентах представлена на рис. 1.

Моделирование выполнялось в среде автоматизированного проектирования ADS. На рис. 2 пред-

ставлены основные характеристики ПФ (на идеальных элементах).



Рис. 1. Схема ПФ на идеальных компонентах



Рис. 2. Характеристики ПФ на идеальных элементах

Следующим этапом проектирования была замена идеальных элементов реальными из библиотеки IHP SG25H3. На рис. 3 представлены основные характеристики ПФ (на реальных элементах).

Электромагнитный анализ моделируется для более точного представления характеристик устройства.



Рис. 3. Характеристики ПФ на реальных элементах

На рис. 5 представлена топология полосового фильтра, выполненного по технологии 0,25 мкм SiGe-БиКМОП.

Индуктивности находятся в слое металлизации ТорМetal1, конденсаторы – в слое Metal12 и Metal3, соединительные линии выполнены в слое TopMetal2.



Рис. 4. Модель подложки 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии


Рис. 6. Характеристики ФНЧ на реальных компонентах с электромагнитным моделированием

Литература

1. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. – Т. 1. – М.: Связь, 1971. – 439 с.

2. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. – Т.2. – М.: Связь, 1972. – 495 с.

3. Беляков А.Ю., Петров Е.В., Попов В.В., Штейнгарт А.П. Расчет СВЧ полосовых фильтров с частотными характеристиками специального вида // Вестник НовГУ. Сер.: Техн. науки. – 2015. – №91. – С. 45–51.

4. Немудров В., Бычков М., Ионов Л., Малышев И. СВЧ кремний-германиевые монолитные интегральные схемы: преимущества и достижения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.electronics.ru/ files/article_pdf/4/article_4768_220.pdf (дата обращения: 03.09.2017).

УДК 621.382

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

Численно-аналитические методики для быстрого построения моделей интегральных GaAs- и Si-катушек индуктивности

Рассматриваются методики экстракции модели в виде эквивалентной схемы для интегральных спиральных катушек индуктивности. Рассматриваемые методики автоматизированы и позволяют получить модель катушки за время порядка нескольких секунд. Методики основаны на аналитических формулах, а не полной оптимизации всех параметров, поэтому получаемые значения элементов имеют физических смысл. Эксперименты по построению моделей показали высокую точность построенных моделей в диапазоне до частоты собственного резонанса для спиральных катушек индуктивности, изготовленных на GaAs- и Si-подложках.

Ключевые слова: интегральная катушка индуктивности, монолитная катушка индуктивности, GaAsтехнология, Si-технология, кремниевая технология, построение модели катушки индуктивности, эквивалентная схема, экстракция.

Несмотря на то, что методики построения моделей интегральных спиральных катушек индуктивности развиваются уже более 30 лет [1], интерес к данной теме не снижается. Основные причины этого в интенсивном развитии систем автоматизированного проектирования и появлении новых полупроводниковых технологий (GaAs, GaN, Si, SOI, SOS и др.). За это время предложены разные эквивалентные схемы (ЭС) и способы экстракции, различающиеся по сложности и своим возможностям [1–7].

Модели спиральной катушки важны при проектировании СВЧ-интегральных схем для усиления, генерации, преобразования частоты, управления амплитудой и фазой сигнала [3, 6], их качество определяет успех проектирования схемы. Например, схемы GaAs- и Si-активных фазированных решёток [8, 9] содержат более 20 катушек индуктивности.

Часто ЭС-модели и S-параметры противопоставляются как два способа моделирования элементы СВЧ-интегральных схем. Модели в виде ЭС имеют такие преимущества, как а) возможность оптимизации и синтеза [10] схемы благодаря масштабируемости; б) адекватность на постоянном токе, что важно при нелинейном и шумовом анализе; в) возможность анализа выхода годных. С другой стороны, S-параметры более точны, особенно на частотах выше резонансной.

Таким образом, оба подхода должны использоваться совместно, дополняя друг друга. В связи с этим задача разработки эффективных методик экс-

тракции ЭС является актуальной. Лишь некоторые из предложенных методик могут быть автоматизированы [5–7], однако использование в них параметрической оптимизации зачастую приводит к неудовлетворительному результату.

Таким образом, была поставлена задача разработки методики, обеспечивающей высокую точность без использования финальной оптимизации всех параметров ЭС. В настоящей работе эта задача решена и представлена методика, позволяющая в полностью автоматическом режиме получить модель интегральной катушки индуктивности для двух технологий изготовления. При этом высокая точность достигается без использования оптимизации всех элементов схемы.

Методики построения моделей катушек индуктивности

Выбранные ЭС спиральных катушек индуктивности для двух исследуемых технологий показаны на рис. 1.



Рис. 1. Структуры ЭС катушек индуктивности: *а* – GaAs-технология; *б* – Si-технология

Катушки на основе GaAs-технологии. ЭС для катушки на GaAs-подложке представлена на рис. 1, *а*. Параметры подложки рассчитываются по известным выражениям:

$$R_{sub1} = \operatorname{Re}\left(\frac{1}{y_{11} + y_{12}}\right), \ R_{sub2} = \operatorname{Re}\left(\frac{1}{y_{22} + y_{12}}\right), \quad (1)$$
$$C_{sub1} = \left[\omega \operatorname{Im}\left(\frac{1}{y_{11} + y_{12}}\right)\right]^{-1}, \\C_{sub2} = \left[\omega \operatorname{Im}\left(\frac{1}{y_{22} + y_{12}}\right)\right]^{-1}. \quad (2)$$

Параметры спирали рассчитываются в области низких частот, полагая емкость C_p пренебрежимо малой:

$$L_p + L_s = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im}\left(\frac{-1}{y_{12}}\right), \ R_s = \operatorname{Re}\left(\frac{-1}{y_{12}}\right).$$
 (3)

Отметим, что область низких частот выбирается для каждой катушки индивидуально, например, можно использовать частоту, где добротность достигает максимума. Для отношения $L_p/(L_p+L_s)$ был получен эмпирический коэффициент k, зависящий от параметров спирали как

$$k = \frac{17,125}{\sqrt{R_s(L_p + L_s)} + 30,24},$$
 (4)

где L_p и L_s выражены в нГн. Наконец, параметр C_p определяется как

$$C_p = \frac{1}{\omega} \left(\frac{\omega L_p - \operatorname{Im}(z)}{\operatorname{Re}^2(z) + \omega L_p - \operatorname{Im}(z)} + \frac{\omega L_s}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} \right), \quad (5)$$

где $z = (-1/y_{12})$. C_p определяется на высоких частотах вблизи резонанса.

После экстракции элементов ЭС по формулам (1)–(5) мы получаем набор значений. Для выбора определенного значения используется метод модифицированной статистической медианы, предложенный в [11]. Медиана более устойчива к выбросам и ближе к значению, выбираемому инженером.

Катушки на основе Si-технологии

Для катушки на Si-подложке ЭС представлена на рис. 1, б. Для определения значений R_{sub} , C_{ox} , C_{sub} , R_{dc} и L_{low} была использована методика [3], обозначение L_{low} принято для ($L_{dc} + L_{sk}$). Для выбора определенного значения из частотной зависимости параметра также использовался метод модифицированной статистической медианы.

Способ определения параметров L_{sk} , R_{sk} , C_p отличается от предложенного в [3]. Возьмем две характерные точки частотной зависимости добротности – максимум и частоту собственного резонанса (первое пересечение с осью х) – и потребуем, чтобы добротность в этих двух точках повторяла результат измерений. Для ЭС на рис. 1, *б* получим выражение для y_{11} :

$$y_{11}(\omega) = \frac{j\omega C_{ox1} \left(\frac{1}{R_{sub1}} + j\omega_{cub1} \right)}{j\omega (C_{ox1} + C_{sub1}) + \frac{1}{R_{sub1}}} + j\omega C_p + \frac{1}{R_{dc} + j\omega L_{dc} + \frac{R_{sk} j\omega L_{sk}}{R_{sk} + j\omega L_{sk}}}.$$
 (6)

Для левого вывода катушки введем обозначения для частоты собственного резонанса ω_{01} , максимума добротности $Q_{\max 1}$ и частоты, где этот максимум достигается, ω_{q1} . В практических случаях эти величины могут быть определены из результатов измерений или ЭМ-моделирования. Тогда мы можем записать следующие соотношения:

$$\operatorname{Im}(y_{11}(\omega_{01})) = 0, \quad \frac{\operatorname{Im}(y_{11}(\omega_{q1}))}{\operatorname{Re}(y_{11}(\omega_{q1}))} = Q_{\max 1}.$$
(7)

Таким образом, подставляя определенные значения ω_{01} , $Q_{\max 1}$, ω_{q1} в выражение (6) и записывая его в форме (7), получим два уравнения. Аналогичным образом для правого вывода обозначим частоту собственного резонанса ω_{02} , максимум добротности $Q_{\max 2}$ и её частоту ω_{q2} на выходе, используя значение y_{22} . Запишем для выхода аналогичные соотношения:

$$\operatorname{Im}(y_{22}(\omega_{02})) = 0, \frac{\operatorname{Im}(y_{22}(\omega_{q2}))}{\operatorname{Re}(y_{22}(\omega_{q2}))} = Q_{\max 2}.$$
 (8)

Выражения (7), (8) дают переопределенную систему уравнений для неизвестных L_{sk} , R_{sk} , и C_p . Для её решения можно использовать нелинейное программирование, например метод симплекса. Границы значений переменных определяются технологическими ограничениями.

После получения моделей катушек для разных геометрических размеров может быть построена параметрическая модель, в которую геометрические размеры входят в виде параметров. Автоматическая процедура построения параметрических моделей на основе многомерных полиномов изложена в [12].

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Результаты экспериментов

Работоспособность методик подтверждена с помощью электромагнитного моделирования и результатов измерений. Параметрами катушек являлись ширина спирали *W* и число оборотов *NT*.

Для GaAs-технологии были смоделированы 25 ка-тушек с параметрами W = 5-25 мкм и NT =1,5-5,5. Для Si-технологии были смоделированы 24 катушки с параметрами W = 5-20 мкм и NT = 3-8. Для обеих технологий несколько катушек были изготовлены и измерены их параметры.

На рис. 2, *а* представлено сравнение измеренных и полученных с помощью параметрической модели *S*-параметров для спиральной катушки с параметрами W = 10 мкм, NT = 4,5 на GaAs-подложке. Ошибка по *S*-параметрам до частоты резонанса (17,2 ГГц) не превышает 4% по амплитуде и 6° по фазе (кроме низкочастотных выбросов).

На рис. 2, δ представлено сравнение измеренных и полученных с помощью параметрической модели *S*-параметров для спиральной катушки с параметрами W = 7 мкм, NT = 8 на Si подложке. Ошибка по *S*-параметрам до частоты резонанса (6,2 ГГц) не превышает 3,7% по амплитуде и 3,4° по фазе (кроме низкочастотных выбросов).



Заключение

Предложены новые методики построения моделей интегральных спиральных катушек индуктивности. Методики пригодны для моделирования катушек на подложках GaAs и Si. Использование методики позволило построить точную модель элемента на основе ЭМ-моделирования. Экспериментальные исследования на нескольких элементах подтвердили достоверность рассмотренных подходов к моделированию интегральных катушек индуктивности.

Стоит отметить хорошее совпадение с результатами измерений без финальной оптимизации всех параметров ЭС. Без сомнения, в случае сильно зашумленных измерений, возможно, потребуется провести оптимизацию. Но даже в этом случае методика будет полезна, поскольку даст очень хорошее начальное приближение.

Основное преимущество предложенной методики заключается в возможности её полной автоматизации. Построение модели одного размера занимает менее 1 с. Построение параметрической модели – порядка 15 мин, но решение некоторых технических вопросов позволит значительно ускорить этот процесс.

Литература

1. Arvas S. Spiral inductor model extraction: A survey of the field // 13th Wireless and Microwave Technology Conference. – 2012. – PP. 1–7.

2. Efficient Scalable Modeling of Double-π Equivalent Circuit for On-Chip Spiral Inductors / Y.G. Ahn, S.K. Kim, J.H. Chun, B.S. Kim // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2009. – Vol. 57, № 10. – PP. 2289–2300.

3. Oh N.-J. A Simple Model Parameter Extraction Methodology for an On-Chip Spiral Inductor / N.-J. Oh, S.-G. Lee // ETRI Journal. – 2006. – Vol. 28, №. 1. – PP. 115–118. 4. Yang G. Modified T-Model With an Improved Parameter Extraction Method for Silicon-Based Spiral Inductors / G. Yang, Z. Wang, K. Wang // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2014. – Vol. 24, №. 11. – PP. 817–819.

5. Post J.E. Optimizing the Design of Spiral Inductors on Silicon // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing. – 2000. – Vol. 47, № 1. – PP. 15–17.

6. Modeling of double- π equivalent circuit for onchip symmetric spiral inductors / Y. Tang, B. Liu, L. Zhang, J. Pan et al. // Solid-State Electronics. – 2008. – Vol. 52. – PP. 1058–1063.

7. Parameter extraction of geometry dependent RF planar inductor model / V. Durev, E. Gadjeva, M. Hristov // Proc. of the 17th Conf. on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES). – 2010. – PP. 420–424.

8. A compact high performance X-band core-chip with on board serial-to-parallel conversion / W. Ciccognani, M. Ferrari, G. Ghione, E. Limiti et al. // 40 th European Microwave Conference (EuMC). – 2010. – pP. 902–905.

9. X-band SiGe bi-complementary metal–oxide semiconductor transmit/receive module core chip for phased array RADAR applications / T. Dinc, E. Özeren, C. Çalışkan, H. Kayahan et al. // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2015. – Vol. 9, № 9. – PP. 948–956.

10. Genetic-algorithm based synthesis of microwave amplifiers using parametric models of MMIC elements / A.A. Kalentyev, D.V. Garays, L.I. Babak et al. // 22nd Conf. on Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo). – 2012. – PP. 131–132.

11. Горяинов А.Е. Автоматизированный синтез моделей пассивных СВЧ-компонентов в виде эквивалентных схем на основе оптимального выбора звеньев и прямой экстракции // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, № 3. – С. 32–41.

12. Горяинов А.Е. Методика автоматизированного синтеза параметрических моделей пассивных компонентов СВЧ-монолитных интегральных схем / А.Е. Горяинов, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – 2016 – Т. 19, № 4. – С. 101–107.

УДК 621.375.026

Р.К. Собянин, А.А. Коколов

Разработка высокоэффективного СВЧ-усилителя мощности класса F-диапазона 5,5–5,8 ГГц

Представлены результаты разработки высокоэффективного усилителя мощности диапазона 5,5–5,8 ГГц на GaN-HEMT-транзисторе. С целью повышения выходной мощности и КПД был осуществлен оптимальный выбор импедансов нагрузки транзистора на основной частоте f_0 и гармониках $2f_0$, $3f_0$. Разработанный усилитель обладает следующими параметрами: $P_{\text{out}} > 36$ дБм, G > 10 дБ, РАЕ > 50% в диапазоне частот $\Delta f = 5,6-5,8$ ГГц. Ключевые слова: высокоэффективный усилитель мощности, GaN-HEMT.

СВЧ-усилители мощности (УМ) являются одними из важнейших и самых распространенных устройств современных радиоэлектронных систем, таких как системы мобильной связи, беспроводной Интернет, радионавигационные системы, военная техника – радиолокационные станции, самолеты нового поколения и т.п. Усилители мощности во многом определяют важнейшие параметры современных радиоэлектронных систем (РЭС), такие как дальность действия, излучаемую и потребляемую мощность, габариты и массу, надежность и стоимость.

Для того чтобы повысить скорость и качество передачи данных, современные беспроводные системы быстро развиваются: появляется множество

новых стандартов передачи данных, повышаются рабочие частоты, используются новые полупроводниковые технологии, ужесточаются требования к размерам, выходной мощности, КПД и т.п.

Наиболее используемыми и перспективными технологиями производства полупроводниковых усилителей мощности в СВЧ- и КВЧ-диапазоне являются гетероструктурные НЕМТ (High Electron Mobility Transistor) технологии на основе полупроводниковых соединений GaN. Транзисторы на основе GaN имеют значительно лучшие параметры (плотность выходной мощности, КПД и др.) по сравнению с традиционными GaAs-HEMT- и LDMOS-технологиями [1].

Среди существующих типов СВЧ УМ одним из наиболее перспективных с точки зрения выходной мощности и КПД являются усилители класса F и Е. Для реализации высокоэффективного УМ необходимо выполнение нескольких критериев [2]:

1. Снижение потерь (рассеивания) мощности путем управления формой тока и напряжения, т.е. временные диаграммы тока и напряжения не должны пересекаться во времени.

2. Снижение уровня высших гармонических составляющих на выходе УМ.

Для усилителей класса F выполнение указанных условий обеспечивается путем оптимального выбора импеданса нагрузки транзистора не только на основной частоте f_0 , но и на четных и нечетных высших гармониках. На четных гармониках формируется режим короткого замыкания, в то время как для нечетных гармоник формируется режим холостого хода [3]. На практике, как правило, ограничиваются второй и третьей гармониками – $2f_0$, $3f_0$.

В данной работе рассматривается проектирование и экспериментальное исследование однокаскадного высокоэффективного УМ-класса F-диапазона 5,5–5,8 ГГц на основе GaN-HEMT-транзистора.

Проектирование УМ

При проектировании УМ использовалась нелинейная модель GaN-HEMT-транзистора CGHV1F006S фирмы Cree. К усилителю предъявлялись следующие требования:

- коэффициент усиления G_T не менее 10 дБ;

– выходная мощность *P*_{out} не менее 36 дБм;

– КПД по добавленной мощности *РАЕ* не менее 60%;

-согласование по входу и выходу: $|S_{11}|$ и $|S_{22}| < -10$ дБ;

– усилитель должен быть безусловно устойчивым во всем частотном диапазоне (K > 1).

Первый этап проектирования заключался в стабилизации транзистора. Были рассчитаны RC-цепь на входе транзистора и резистор во входной цепи питания, обеспечивающие устойчивость при как можно большем значении коэффициента усиления [4].

Следующий этап заключается в синтезе выходной СЦ. С помощью load-pull-моделирования в среде Keysight ADS были получены значения импедансов нагрузки и генератора для УМ на основной частоте f_0 и гармониках $2f_0$, $3f_0$ (частоты 5,65; 11,3 и 16,95 ГГц), обеспечивающие высокое значение РАЕ, выходную мощность P_{out} (таблица). Форма тока и напряжения на внутреннем источнике тока транзистора для УМ класса F, полученные при моделировании, представлены на рис. 1.

Результаты load-pull-моделирования

Часто- та, ГГц	Z _{in} , Ом	Z _{out} , Ом	P _{out} , дБм	PAE, %
5,65	4,67 + j23,0	11,0 + j19,7		
11,3	2,0-j81,7	2,0-j24,0	39	68
16,95	152 - j938	641 – j700		



Рис. 1. Форма выходных сигналов тока и напряжения на GaN-транзисторе при настройке импедансов нагрузки на частотах f_0 , $2f_0$ и $3f_0$ ($f_0 = 5,65 \Gamma\Gamma\mu$)

Далее по полученным импедансам были разработаны входная и выходная СЦ. Итоговая схема УМ вместе с разделительными и блокировочными конденсаторами приведена на рис. 2. При моделировании характеристик УМ использовались модели SMD-компонентов, предоставленные производителями (Murata, Panasonic, Coilcraft), расчет микрополосковых линий и неоднородностей проводился на основе материла Rogers 4350B (h = 0,762 мм, $\varepsilon = 3,48$).



Рис. 2. Принципиальная схема однокаскадного УМ

На рис. З приведены результаты моделирования в зависимости от частоты, выходная мощность P_{out} , коэффициент усиления G_T , КПД по добавленной мощности РАЕ, а также коэффициенты отражения по входу и выходу $|S_{11}|$ и $|S_{22}|$.



Рис. 3. Результаты моделирования однокаскадного УМ в зависимости от частоты

Таким образом, в диапазоне частот 5,5–5,8 ГГц при моделировании достигнута выходная мощность $P_{\text{out}} = 38$ дБм при РАЕ = 56...70% и усилении $G_T = 13\pm0,5$ дБ.

Изготовление и экспериментальное исследование УМ

На рис. 4 приведена фотография изготовленного УМ класса F.



Рис. 4. Фотография изготовленного высокоэффективного УМ класса F

На рис. 5 изображена структурная схема стенда для проведения экспериментального исследования разработанного усилителя.

Малосигнальные *S*-параметры были измерены при $V_{ds} = 40$ B, $I_{ds} = 60$ мА, при помощи ENA Keysight E5071C в диапазоне до 10 ГГц. На рис. 6 приведено сравнение измеренных (сплошная линия) и рассчитанных (пунктирная линия) *S*-параметров УМ.





XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.



Рис. 6 (окончание). Измеренные (сплошная линия) и смоделированные *S*-параметры (пунктирная линия) разработанного УМ: *a* − |*S*₁₁]; *b* − |*S*₂₂]; *e* − |*S*₂₁|



Рис. 7. Измеренные характеристики выходной мощности *P*_{out}, коэффициента усиления *G*_T и КПД по добавленной мощности РАЕ изготовленного УМ

УДК 004.942

Н.А. Торхов, Л.И. Бабак

На рис. 7. представлен графики измеренных значений выходной мощности P_{out} , коэффициента усиления G_T и КПД по добавленной мощности РАЕ в зависимости от частоты входного сигнала. Измерения проводились при помощи стенда, изображенного на рис. 5.

Заключение

Как видно из рис. 7, разработанный усилитель обладает следующими параметрами: $P_{out} > 36$ дБм, $G_T > 10$ дБ, PAE > 50% в диапазоне частот $\Delta f = 5,6-5,8$ ГГц. Для диапазона $\Delta f = 5,5-5,6$ ГГц заданные к УМ требования не выполняются: $P_{out} = 34,1$ дБм, $G_T = 9,1$ дБ, РАЕ = 20%.

Причины отличий результатов измерений от моделирования могут быть следующие: разброс номиналов SMD-компонентов; влияние SMA-разъемов, неточность нелинейной модели GaN-транзистора. Для улучшения выходных характеристик в дальнейшем планируется настройка разработанного УМ.

Литература

1. Коколов А.А., Черкашин М.В. Построение и характеристики СВЧ-монолитных усилителей мощности на основе полупроводниковых материалов GaAs и GaN // Доклады ТУСУРа. – 2011. – Т. 2, Ч. 2. – С. 17–23.

 Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. – Донецк: Апекс, 2004. – 448 с.

3. Colantonio P. High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifier / P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti. – John Wiley & Sons Ltd, 2009. – 511 p.

4. Собянин Р.К., Коколов А.А. Проектирование усилителя мощности класса F // Матер. докл. XXI Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2016». – 2016.

Компактная модель планарного диода с вискером ТГц-диапазона

Разработана уточненная компактная модель кристалла планарного диода с анодным выводом в виде воздушного моста с вискером, обеспечивающая возможность моделирования его амплитудных, фазовых и шумовых характеристик в СВЧ-, КВЧ- и ТГц-диапазонах.

Ключевые слова: СВЧ, КВЧ, ТГц, компактная модель, диод Шоттки.

Недостатком известных компактных моделей планарных диодов диапазонов дециметровых и сантиметровых волн [1–3], ограничивающих их эффективное применение в более высокочастотных СВЧ-, КВЧ- и ТГц-диапазонах, является недостаточное число элементов эквивалентной схемы (ЭС), что не позволяет описать электрические характеристики всех основных конструктивных компонентов диодного кристалла в СВЧ-, КВЧ- и ТГц-диапазонах. Необходимость в совершенствовании ЭС обусловлена тем, что линейные размеры используемых в настоящее время полупроводниковых (например, арсенид-галлиевых GaAs) кристаллов детекторных, смесительных и умножительных диодов в СВЧ-, КВЧ- и ТГц-диапазонах могут быть менее 100 мкм. С учетом диэлектрической проницаемости ε_{GaAs}≈12,64 такие размеры близки к длине электромагнитной волны λ в материале GaAs: ~280 мкм для 300 ГГц и ~85 мкм для 1 ТГц. Заметим, что в арсениде галлия величина λ/12 для частоты 300 ГГц бу-

дет соответствовать 23,5 мкм, а для частоты 1 ТГц – 7 мкм, это соизмеримо с линейными размерами отдельных конструктивных компонентов диодного кристалла. Таким образом, для адекватного описания характеристик СВЧ-, КВЧ- или ТГц-диода необходимо учесть влияние даже имеющих такие малые размеры его конструктивных компонентов, а значит, необходимо введение дополнительных эквивалентных элементов в ЭС [5].

В настоящей работе улучшение компактной ЭСмодели диодного кристалла (т.е. модели в виде ЭС) достигается путем:

 добавления в ЭС дополнительных элементов, описывающих линейные электрические характеристики всех основных «внутренних» и «внешних» конструктивных элементов диода;

– заменой нелинейных эквивалентных элементов $C_J(U)$, $R_J(U)$ и генератора фликер-шума i_1 новыми элементами $C_J^*(U)$, $R_J^*(U)$ и i_1^* , более точно описывающими нелинейные электрические характеристики основного активного элемента (выпрямляющего контакта) и его взаимосвязи с остальными элементами ЭС;

 построением дополнительных электрических соединений, определяющих электрические взаимосвязи линейных и нелинейных элементов ЭС друг с другом.

Близкой к предлагаемой по сути является ЭСмодель планарного полупроводникового диода с балочным выводом [4] (рис. 1), содержащая два нелинейных и шесть линейных взаимосвязанных элементов.



Рис. 1. Компактная ЭС-модель планарного диода с барьером Шоттки [4]

Нелинейные элементы указанной ЭС: 1 – нелинейное сопротивление R_J контакта металл—полупроводник (М-П) с барьером Шоттки (БШ); 2 – нелинейная емкость C_J .

Линейные элементы ЭС: 3 – последовательное сопротивление R_S ; 4 – индуктивность диода L_f ; 5 – емкость анод-катод C_{pp} ; 6 – емкость между анодным контактом и поверхностью C_{fp} ; 7 – емкость фильтра по питанию анода C_{pad1} ; 8 – емкость фильтра по питанию катода C_{pad2} .

Такая компактная модель диода может быть эффективно использована для проектирования интегральных диодных схем в СВЧ- и КВЧ-диапазонах до ~110 ГГц [4].

Однако, согласно физическим представлениям, некоторые элементы представленной на рис. 1 ЭС описывают интегральное влияние сразу нескольких конструктивных компонентов диода. Поэтому для уточнения модели диода необходимо сначала выделить более мелкие конструктивные компоненты диодного кристалла и затем описать их соответствующими дополнительными элементами ЭС.

Так, эквивалентный элемент 3 на рис. 1 описывает результирующее резистивное сопротивление R_{s} , которое образовано резистивным сопротивлением R_{BM} барьерной металлизации 3-1, сопротивлением R_L эпитаксиальных слоев структуры 3-2, сопротивлениями катода R_C 3-3 и вискера R_W 3-4, сопротивлением R_{br} воздушного моста 3-5, сопротивлением R_{ctd} вывода катода 3-6, сопротивлением R_{SC} подложки 3-7, сопротивлениями металлизаций контактных площадок R_{CS} 3-8 и R_{AS} 3-9.

Эквивалентный элемент 4 описывает индуктивность диода L_f , образованную последовательно включенными индуктивностями воздушного моста L_{br} 4-1 и вывода катода L_{ctd} 4-2.

Эквивалентный элемент 5 описывает интегральную электрическую емкость C_{pp} диодного кристалла, образованную емкостью C_{pp}^{air} между анодом и катодом по воздуху 5-1, емкостью C_{ctd} между выводом омического контакта и гетероструктурой 5-2 и емкостью C_{sub} подложки 5-3.

Эквивалентный элемент 6 описывает интегральную электрическую емкость C_{fp} между анодным контактом и поверхностью, которая включает емкость C_i между периферией анодного контакта и окружающей его поверхностью 6-1, емкость C_W вискер–поверхность 6-1, емкость C_{bOC} между шляпкой вискера и металлизацией катода 6-3 и емкость C_{br} между воздушным мостом и гетероэпитаксиальными слоями мезаструктуры 6-4.

Для работы детекторных и преобразовательных диодов в СВЧ-, КВЧ- и ТГЦ-диапазонах толщины их баз обычно не должны превышать 100 нм. Это значительно меньше длины свободного пробега горячих (не собственных) электронов, которая, например для GaAs, может достигать 0,8 мкм. Такие электроны преодолевают тонкую базу диода баллистически, т.е. без рассеяния. В этом случае для адекватного описания вольт-амперных характеристик $I_{J}(U)$ (генератор тока) и нелинейной емкости $C_{J}(U)$ таких контактов необходимо уже использовать физические механизмы, основанные на теории баллистического переноса электронов через потенциальные барьеры произвольной формы [6, 7]. При этом для контактов микронных и наноразмеров следует учитывать краевые [8] и размерные [9] эффекты.

С учетом вышеизложенного детального анализа конструктивных компонентов разработана уточненная компактная ЭС-модель, описывающая приборные характеристики диодов с анодными выводами в виде воздушных мостов с вискером [10] с учетом новой модели взаимосвязей нелинейных элементов [11]. Согласно нашим исследованиям, диоды с вискерами, выполненные по технологиям «Мезаподложка» (рис. 2) и «Меза-Меза» (рис. 3), могут быть описаны одинаковой эквивалентной схемой. Такой же ЭС можно описать и приборные характеристики диодов с балочными выводами [12].



Рис. 2. Электронно-микроскопическое изображение $n-n^+$ GaAs{100} кристалла планарного диода Шоттки с вискером и выводами в виде воздушных мостов, изготовленного по технологии «Мезаподложка» – a, и схематическое изображение его ЭС – δ

В разработанной ЭС-модели конструктивные элементы внутреннего диода будем описывать следующими элементами: 1 – генератором тока $I_{I}^{*}(U)$, определяемым из баллистической модели переноса горячих электронов, краевых эффектов, фрактальной геометрии интерфейса и гетероэпитаксиальных слоев; 2 – нелинейной емкостью $C_J^*(U)$ выпрямляющего контакта; 3-1 - сопротивлением барьерной металлизации R_{BM} ; 6-1 – электрической емкостью C_i между периферией анодного контакта и окружающей его поверхностью; 3-2 - сопротивлением гетероэпитаксиальных слоев R_L между выпрямляющим и омическим контактами; 3-3 – сопротивлением катода R_C ; 9 – генератором фликер-шума i_1^* ; 10 – генератором теплового шума із; 11 - генератором дробового шума *i*₂.

конструктивные элементы диода, Внешние включая и вискер, описываются следующими элементами ЭС: 3-4 – сопротивлением вискера R_W ; 3-5 – сопротивлением воздушного моста R_{br} ; 3-6 – сопротивлением R_{ctd} вывода катода; 3-7 – электрическим сопротивлением R_{SC} подложки; 3-8 – электрическим сопротивлением R_{CS} катодной контактной площадки; 3-9 – электрическим сопротивлением R_{AS} анодной контактной площадки; 4-1 – индуктивностью воздушного моста L_{br}; 4-2 – индуктивностью L_{ctd} вывода катода; 5-1- емкостью C_{pp}^{air} между анодом и катодом по воздуху; 5-2 – емкостью C_{ctd} между выводом омического контакта и гетероструктурой; 5-3 – емкостью подложки С_{sub}; 6-2 – электрической емкостью вискер-поверхность С_W; 6-3 – емкостью C_{bOC} между шляпкой вискера и металлизацией катода; 6-4 — емкостью C_{br} между воздушным мостом и гетероэпитаксиальными слоями мезаструктуры; 7 — электрической емкостью фильтра по питанию анода C_{pad1} , 8 — электрической емкостью фильтра по питанию катода C_{pad2} .

Как уже отмечалось, предлагаемая ЭС описывает физические эффекты и процессы в диоде с воздушным выводом. В качестве основного активного преобразовательного нелинейного конструктивного элемента таких диодов выступают выпрямляющие контакты (Шоттки, p-n, p-i-n, планарно-легированные, резонансно-туннельные переходы и др.). В качестве пассивных линейных элементов – диссипативные (омические контакты, эпитаксиальные слои, барьерная металлизация, соединения, выводы и т.п.), определяющие резистивное сопротивление Rтаких элементов, и реактивные (межэлементная изоляция, объемные и балочные выводы, контактные площадки и т.п.) элементы, определяющие их емкость C и индуктивность L.

В предлагаемой ЭС пассивные реактивные и диссипативные линейные элементы диода могут образовывать паразитные колебательные контуры, свойства которых в СВЧ-, КВЧ- и ТГц-диапазонах оказывают значительное влияние на приборные характеристики диода. В частности, паразитные контуры могут образовывать некоторые внешние элементы ЭС – например, в области катода эквивалентные элементы 3-3, 3-6, 4-2, 3-8, 5-2, в области анода элементы 3-9, 3-5, 4-1, 6-4, 5-1 и т.д.

Влияние указанных факторов необходимо учитывать при проектировании МИС по диодным технологиям в СВЧ-, КВЧ- и ТГц-диапазонах. Кроме этого, в этих частотных диапазонах уже сильно проявляется электромагнитное взаимодействие между отдельными конструктивными элементами диодного кристалла и элементами конструкции МИС.

Важно отметить, что для повышения рабочей частоты и расширения частотного диапазона диодных МИС не всегда нужно стремиться к использованию предельно достижимых топологических норм - например, минимальных диаметров выпрямляющих контактов D. В большинстве случаев использование точных компактных ЭС-моделей диодов при проектировании МИС с помощью САПР позволяет учесть влияние паразитных элементов конструкции диодного кристалла и скомпенсировать это влияние подбором определенных конструктивных элементов МИС. Такой подход позволяет с максимальной эффективностью использовать потенциальные возможности нелинейных конструктивных элементов (барьеров Шоттки, *p*-*n*-переходов и т.п.) диодов и повысить их рабочие частоты до ТГц-диапазона. В качестве примера такого подхода можно привести работающие в терагерцовом частотном диапазоне устройства фирмы Virginia Diodes Inc. (WR1.0AMC-S, WR1.0AMC-M и WR1.0AMC-L), выполненные по диодным технологиям с большими проектными нормами [13, 14].

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.





Рис. 3. Электронно-микроскопическое изображение $n \cdot n^+$ In-GaAs {100} кристалла планарного диода Шоттки с вискером и анодным выводом в виде воздушного моста, изготовленного по технологии «Меза-меза» – a, и схематическое изображение его ЭС – δ

Таким образом, предложена пригодная для проектирования в САПР в СВЧ-, КВЧ- и ТГц-диапазонах подробная универсальная компактная ЭСмодель планарного диода с выводом в виде воздушного моста с вискером, учитывающая основную совокупность конструктивных элементов [15]. Эта модель позволяет моделировать не только амплитудные, но и фазовые, и шумовые нелинейные электрические характеристики выпрямляющих контактов в более высокочастотных диапазонах (до ТГц) по сравнению с известными.

Литература

1. Low-Parasitic Planar Schottky Diodes for Millimeter-Wave Integrated Circuits / John W. Archer, C.J. Smith // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1990. – Vol. 38, No. 1. – PP. 15–22.

2. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: в 2-х кн. – М.: Мир, 1984. – 449 с.

3. Методика определения параметров диодов СВЧ / Н.Б. Гудкова, О.С. Зуева, И.В. Самсонова и др. // Электронная техника. – 2007. – Сер. 1, СВЧ-техника, вып. 1(489). – С. 80–86.

4. Analytical Extraction of a Schottky Diode Model From Broadband – Parameters / A.Y. Tang, V. Drakinskiy, K. Yhland et al. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 61, No. 5. – PP. 1870–1878.

5. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

6. Торхов Н.А. Эффект баллистического переноса электронов в Me-n-n⁺ GaAs-структурах с барьером Шотт-ки // ФТП. – 2001. – № 35(7). – С. 823–830.

 Чуприков Н.Л. Матрица переноса одномерного уравнения Шредингера // ФТП. – 1992. – Т. 26. – № 12. – С. 2040–2047.

8. Торхов Н.А. Влияние периферии контактов металлполупроводник с барьером Шоттки на их электрофизические характеристики // ФТП. – 2011. – Т. 45. – № 1. С. 70–86.

9. Торхов Н.А. Метод определения значений фрактальной размерности интерфейсов электрических контактов металл–полупроводник из их статических приборных характеристик // Поверхность. – 2010. – № 1. – С. 1–15.

10. Торхов Н.А. Способ изготовления диода с вискером терагерцового диапазона: МПК⁵¹ Н01L21/329 2006.01 (РФ); заявитель и патентообладатель АО «НИИПП», г. Томск. – № 2016102531/28(003677); заявл. 26.01.2016.

11. Торхов Н.А. Модель взаимосвязей нелинейных элементов эквивалентной схемы компактной модели диода терагерцового диапазона: МПК H01L29/47 (РФ); заявитель и патентообладатель АО «НИИПП» г. Томск. – № 2016104746/20(007592); заявл. 11.02.2016.

12. СВЧ-диод с барьером Шоттки и способ его изготовления: патент Рос. Федерации: МПК⁶ H01L29/47 / В.Г. Божков, Т.М. Табакаева, Н.И. Курман; заявитель и патентообладатель НИИПП, г. Томск. – № 94018447/25; заявл. 20.05.1994; опубл. 20.08.1996.

13. New Approach to the Design and the Fabrication of THz Schottky Bamier Diodes / A. Jelenski, A. Grub, V. Krozer et al. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1993. – Vol. 41(4), No.4. – PP. 549–557.

14. Интегрированные источники и приемники компании «Virginia Diodes, Inc.» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.vadiodes.com/en/products/compact-receiver-modules-mixamc-i, свободный (дата обращения: 02.10.2017).

15. Торхов Н.А. Компактная модель диода с вискером терагерцового диапазона: МПК⁵¹ Н01L29/47 2006/01 (РФ); заявитель и патентообладатель АО «НИИПП» г. Томск. – № 2016104780/28(007636); заявл. 11.02.2016.

УДК 621.317.7.023

A.V. Ubaichin, T.A. Abdirasul, E.V. Alekseev, G.G. Zhuk, D.E. Minenko

Fluctuation sensitivity of microwave radiometers

This paper offers a comparative analysis of the fluctuation sensitivity of radiometers of different types. We have considered mathematical models of fluctuation sensitivity, taking into account the destabilizing factors. Practical recommendations on the approaches to increasing the fluctuation sensitivity have been provided. We have covered the results of the calculation of fluctuation sensitivity on a standard radiometry receiver that operated in different modes. **Keywords:** Fluctuation sensitivity, anomalous fluctuations of the receiver, temporary instability, radio physical research, scientific instrumentation.

Introduction

Radiometric resolution is one of the basic characteristics of radiometers. It determines the level of device fitness for sensing natural processes with minimum changes in the brightness temperature. In this paper, we have included a comparative analysis of the fluctuation sensitivity of radiometers of different types as well as the ways of increasing the sensitivity.

Radiometric resolution

Compensating radiometers are one of the most widespread radiometer types and they have potentially highest sensitivity [1]. However, due to the influence of anomalous fluctuations of receiver parameters, practical implementations of compensating radiometers cannot achieve the theoretical (potential) sensitivity. Fig. 1 shows a generalized structural scheme of a compensating radiometer.



Fig. 1. Generalized structural scheme of a compensating radiometer

The structural scheme comprises antenna A, lownoise amplifier (LNA), bandpass filter (BPF), squarelaw detector (SLD) and integrator (INT). The sensitivity of the compensating radiometer ΔT_A , is determined via [5]:

$$\Delta T_{\rm A} = (T_N + T_{\rm A}) \times \sqrt{\frac{1}{\Delta f \times \tau}} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2 , \qquad (1)$$

where T_A is the noise temperature of the LNA, Δf is the bandwidth of the BPF, t is the time constant of the integrator, T_A is the noise temperature of the antenna, the relation of ΔG to G is the amount of normalized fluctuations of the receiver's transmission coefficient. By analyzing formula (1) we can conclude that the sensitivity of the compensating radiometer is reduced as the noise temperature of the antenna increases. Here, the sensitivity is determined by the technological parameters of the receiver. These parameters (apart from the parameters pre-defined during hardware design, Δf , τ) influence anomalous fluctuations.

Figure 2 shows the structural scheme of a switching radiometer.



As compared to the compensating radiometer, the structural scheme of a switching radiometer (see Fig. 2) is fitted with an additional switch (SW), noise generator (NG) and synchronous detector (SD) [2]. If we take into account the parameters of the switch, then sensitivity ΔT_A , of the switching radiometer is determined via the following formula:

$$\Delta T_{\rm A} = \sqrt{2 \cdot \frac{\left(T_{\rm A} + T_{N} + \left(T_{\rm Ph} \cdot (1 - \alpha)\right)\right)}{\Delta f \times \tau} + \left(1 + 2 \cdot \frac{\left(T_{\rm NG} + T_{N} + \left(T_{\rm Ph} \cdot (1 - \alpha)\right)\right)}{\Delta f \times \tau} + \left(T_{\rm A} - T_{\rm NG}\right) \cdot \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^{2}},$$
(2)

where $T_{\rm Ph}$ – physical temperature of the input switch; α – losses of the input switch; $T_{\rm NG}$ – noise temperature of the noise generator.

By analyzing formula (2) we can conclude that the sensitivity of switching radiometers is reduced, which is caused by: 1) the losses in the input switch (SW); 2) the reduction of the equivalent time of signal accumulation by 2 times (as compared to compensating radiometers); 3) the influence of anomalous fluctuations and an equivalent increase in the noise power at the input due to the input of noise generator signal into the measurement path.

Improved sensitivity in switching radiometers is possible through technological facilitation: reduced losses in the SW, reduced anomalous fluctuations in the receiver, reduced physical temperature of the SW, receiver, etc.

A special case in radiophysical sensing implements the null method of measurement where the last summon of formula (2) is reduced to zero (applicable to (2) where $T_A = T_{NG}$) thus making high stability radiometers based on this method possible [3]. Figure 3 shows a generalized structural scheme of high stability radiometers.



radiometers

As compared to switching radiometers, the structural scheme (see Fig. 3) is fitted with reference generator (NG2), and synchronous filter (SF) performs the synchronous filtration of the signals from the antenna and the noise generators [4, 5]. The sensitivity of a high stability radiometer is described via the following formula:

$$\Delta T_{\rm A} = \sqrt{\frac{\frac{T_{\rm NG1} \cdot (T_{\rm NG1} + T_{\rm NG2})}{\Delta f \cdot \tau} + \frac{T_{\rm NG1} \cdot 4 \cdot (T_N + T_{\rm Ph} \cdot (1 - \alpha))}{\Delta f \cdot \tau} + \frac{2(T_N + T_{\rm Ph} \cdot (1 - \alpha))^2}{\Delta f \cdot \tau} - \frac{T_{\rm A}(T_{\rm A} + T_{\rm NG2} + 2T_{\rm NG1})}{\Delta f \cdot \tau},$$
(3)

where T_{NG1} and T_{NG2} are the noise temperatures of the first and second noise generators, respectively.

If we analyze expression (3), we can conclude that in high stability radiometers, there is no influence of anomalous fluctuations of transmission coefficient, and the fluctuation sensitivity is reduced as the noise temperatures of reference noise generators increases.

In papers [6–8], a new method of increasing fluctuation sensitivity was described. It is based on the multi-receiver design principle used together with the null method of measurement. Here, increased fluctuation sensitivity is implemented based on the following:

1) the physical effects that emerge when the measured noise signal is compared to reference noise sources that have low dispersion;

2) the continuous measurement of the signal from the antenna implemented by dividing it across different receivers in time.

Figure 4 shows a generalized structural scheme of a high stability multi-receiver radiometer.



radiometer

The fluctuation sensitivity of a multi-receiver radiometer is described by the following expression:

$$\Delta T_{\rm A} = \sqrt{\frac{2(T_{\rm NG1} + T_N + T_{\rm Ph} \times (1 - \alpha))^2 + \frac{T_{\rm NG2}^2}{4}}{N \times \Delta f \times \tau}}, \quad (4)$$

where N is the number of receivers. If we analyze formula (4), we can conclude that the fluctuation sensitivity in multi-receiver radiometers is increasing proportionally to the square root from the number of receiver channels relative to the sensitivity of a single receiver channel, without increasing the duration of measurements. This is in accordance with the theoretical [8] and experimental [9, 10] research. Increased sensitivity is achieved by increasing the time constant of the synchronous filter. Here, the properties of the measurements have dynamics on par with high stability radiometers with one receiver. This is possible due to the separation of antenna's signal in time across the receiver channels.

Conclusion

Having analyzed the results of the comparative evaluation of the mathematical models, we conclude the following. If we consider the practical applications where high fluctuation sensitivity is required, then it makes sense to use high stability microwave radiometers. The sensitivity can be increased extensively (without technology improvements) by utilizing multiple receivers. In all types of microwave radiometers, the fluctuation sensitivity depends on the values of the noises measured. This peculiarity makes compensating radiometers the preferred choice over switching radiometers for noise signals that are close to absolute zero. For high stability radiometers, the creation of new principles for the measurement process workflow is a pressing objective, as they should provide for reduced power of reference noise generators in order to increase the fluctuation sensitivity. Increased sensitivity in high stability radiometers can be achieved by removing the switch from the input microwave part. Evidently, this is the objective for future research in this promising area.

Acknowledgements

The authors the team of Special Design Bureau «Smena» for all-around support in doing this research and for helping us in solving technical issues pertinent to modeling.

References

1. Yesepkina Ye.A., Korol'kov D.V., Pariyskiy U.N. Radioteleskopy i radiometry. M.: Nauka, 1973. – 416 p.

2. Camps A., Tarongi J.M. Microwave radiometer resolution optimization using variable observation times / Remote Sensing. – 2010. – Vol. 2. – PP. 1826–1843.

3. Ubaichin, A.V. Filatov A.V. Mnogopriyemnikovyye mikrovolnovyye radiometricheskiye sistemy na osnove modifikatsii nulevogo metoda izmereniy/ – Tomsk: idatel'stvo TUSUR. – 2014. – 154 p. (In Russ.)

4. Vorsin N.N., Militsky Yu. A., Shaisky V.M., Etkin V.S. Realizatsiya predel'noy chuvstvitel'nosti modulyatsionnykh SVCh-radiometrov / Izvestiya vuzov. Radiofizika. – 1987. – Vol. 30, No. 8. – PP. 931–938. (In Russ.)

5. Filatov A.V., Ubaichin A.V., Bombizov A.A. A tworeceiver microwave radiometer with high transfer characteristic linearity / Measurement Techniques. – 2013. – Vol. 55, No. 11. – PP. 1281–1286.

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

7. United States Patent ICC G01S 3/02 20060101 G01S003/02/. Multi–channel radiometer imaging system / Ammar, Danny F. – pub. March 9, 2006.

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

9. Filatov A.V., Ubaichin A.V., Zhuk N.O. Dvukhkanal'ny radiometr povyshennoy tochnosti / Radiotekhnika. – 2011. – No. 1. – PP. 47–53.

10. Kunkee D.B., Poe G.A., Boucher D.J. et al. Design and Evaluation of the First Special Sensor Microwave Imager / Sounder / IEEE Transaction on Geoscience Remote Sensing. – 2008. – No. 4. – PP. 863–883.

84

Д.А. Жабин, И.М. Добуш

Синтез топологии МИС малошумящего усилителя диапазона 36–40 ГГц на основе GaAs-pHEMT-технологии

Представлен процесс автоматизированного структурно-параметрического синтеза топологии монолитной интегральной схемы (МИС) транзисторного однокаскадного малошумящего усилителя (МШУ) диапазона 36–40 ГГц на основе 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии. Для автоматизации проектирования топологии была использована программа синтеза СВЧ МШУ Geneamp v2, построенная на базе генетического алгоритма. Ключевые слова: СВЧ-монолитная интегральная схема, транзисторный малошумящий усилитель, топология, синтез, генетический алгоритм, САПР.

В настоящее время в связи с переходом радиоэлектронных систем на современную элементную базу (МИС) и освоением все более высокочастотных диапазонов в мире резко возросло количество разрабатываемых СВЧ-полупроводниковых устройств (ППУ). В частности, важнейшей проблемой является разработка принципиальной схемы и топологии СВЧ ППУ с использованием элементов выбранной технологии. Данный этап требует значительных затрат времени и труда разработчика и во многом определяет качественные характеристики устройств. В то же время сейчас он наименее формализован и автоматизирован. Тематике автоматического построения топологий СВЧ-устройств посвящено только небольшое число работ [1-3], опубликованных в последние годы. Таким образом, в настоящее время практически отсутствуют эффективные систематические подходы и программы, позволяющие выполнить одновременно структурный (схемный) и топологический синтез СВЧ ППУ с учетом комплекса характеристик и точных моделей элементов.

Для решения данной задачи в [4] была предложена методика автоматизированного синтеза топологии СВЧ-транзисторного малошумящего усилителя (МШУ), основанная на генетическом алгоритме (ГА), описана также новая версия программы Geneamp v2, реализующая эту методику. В настоящей работе представлены результаты синтеза МИС однокаскадного МШУ диапазона 36–40 ГГц с применением указанной методики и программы Geneamp v2.

Требования к МИС МШУ

Исходные требования, предъявляемые к характеристикам МИС МШУ, приведены в табл. 1. При синтезе характеристики усилителя рассчитываются в 41 частотной точке (диапазон 36...40 ГГц, шаг 0,1 ГГц), тогда как требования к коэффициенту устойчивости *k* задаются в диапазоне 2–50 ГГц.

На структуру усилителя были наложены следующие ограничения: используются входная и выходная СКЦ; в цепи истока транзистора разрешено использование цепи последовательной индуктивной обратной связи (ОС); СКЦ должны обеспечить подачу напряжений питания на транзисторы, а также развязку входа и выхода МШУ по постоянному току. На входе и выходе МИС МШУ должны присутствовать сигнальные контактные площадки.

	Таблица	1
TOPHOTHMON	MIIIV	

Требования к характеристикам МШУ						
Δƒ, ГГц	<i>G</i> , дБ	<i>F</i> , дБ	S ₁₁ , дБ	S ₂₂ , дБ	k	
36–40	7,1±0,35	≤2,5	≤ -10	≤ -10	> 1	

Подготовка фрагментов МШУ для синтеза

В качестве активного элемента выбран транзистор с шириной затвора $W_g = 4 \times 50$ мкм в рабочей точке $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 20$ мА. На частоте 40 ГГц он имеет минимальный коэффициент шума $F_{\min} \approx 1,52$ дБ и максимальный коэффициент усиления $G_{\max} \approx 8,15$ дБ. В рабочей полосе частот транзистор является абсолютно устойчивым (k > 1), однако есть частотные интервалы за пределами этой полосы, где транзистор потенциально неустойчив (k < 1). Анализ усилительных возможностей транзистора в выбранном режиме работы показывает, что для обеспечения необходимого коэффициента усиления в усилителе достаточно использовать один каскад.

Далее в соответствии с методикой [4] с использованием библиотеки элементов для выбранной 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии в САПР Місгоwave Office были подготовлены фрагменты цепи для пассивных сосредоточенных элементов и линий передачи (ЛП), а также площадок. Затем для каждого фрагмента при различных сочетаниях варьируемых параметров сгенерированы наборы его *S*параметров на 481 частотной точке в диапазоне частот 2...50 ГГц (шаг 0,1 ГГц). Опишем используемые при синтезе основные фрагменты цепи.

1. Последовательно и параллельно включенные интегральные МДМ-конденсаторы. Изменяемые параметры: ширина и длина в диапазоне 10– 100 мкм. Для каждого типа включения получено по 50 наборов *S*-параметров.

2. Последовательно и параллельно включенные интегральные резисторы. Изменяемые параметры: ширина и длина в диапазоне 10–100 мкм. Для каждого типа включения получено по 100 наборов *S*-параметров.

3. Последовательно и параллельно включенные спиральные круглые катушки индуктивности. Использовались три различных типоразмера катушки, отличающихся величиной индуктивности (0,21, 0,37, 0,52 нГн). Для каждого типа включения получено по три набора *S*-параметров.

4. Последовательно и параллельно включенные ЛП. Изменяемым параметром является длина линии в диапазоне 10–500 мкм. Для каждого типа включения получено по 50 наборов *S*-параметров.

5. Схемы подачи напряжения питания и смещения на транзистор. Данные фрагменты цепи не содержат изменяемых параметров.

Полученные наборы *S*-параметров были загружены в программу Geneamp v2, далее они использовались для синтеза МИС МШУ в соответствии с [3].

Результаты синтеза топологии МИС МШУ

В ходе процесса проектирования проведено 15 запусков процесса синтеза, в качестве критерия остановки выбрано достижение времени 60 мин. В итоге было получено 7 различных схем и топологий МИС МШУ, удовлетворяющих требованиям. Для указанных топологий геометрические размеры всех пассивных компонентов, включая ЛП, найдены в автоматическом режиме.

Решения были экспортированы в САПР Місгоwave Office (МWO). Для получения окончательных топологий МИС МШУ необходимо воспользоваться редактором топологий в МWO. Доработка всех топологий заключалась в ручном размещении (как правило, просто сдвиге) сгенерированных топологических рисунков фрагментов схемы на кристалле МИС (рис. 1).

Характеристики найденных решений, включая значение целевой функции (ЦФ), время синтеза и размеры кристалла, приведены в табл. 2.



Рис. 1. Синтезированная и окончательная топологии МИС МШУ в САПР Microwave Office

	Характеристики синтезированных GaAs МИС МШУ							
Схема МШУ	<i>G</i> , дБ	<i>F</i> , дБ	S ₁₁ , дБ	S ₂₂ , дБ	k	Значение ЦФ	Время, мм:сс	Размеры, мм ²
1	7,28±0,27	2,4	-10,23	-19,44	1,04	$1,67 \cdot 10^{286}$	39:34	1,2×1,1
2	7,24±0,28	2,45	-10,37	-17,41	1,01	$2,6\cdot 10^{242}$	43:48	1,0×1,0
3	7,20±0,20	2,4	-10,43	-10	1,01	0,019	44:23	1,2×1,0
4	7,27±0,25	2,34	-11,56	-17,24	1,01	$8,384 \cdot 10^{261}$	52:57	1,2×1,0
5	7,28±0,32	2,48	-10,63	-15,05	1,01	$3,69 \cdot 10^{257}$	01:21	1,0×0,8
6	7,27±0,30	2,49	-13,05	-18,89	1,01	$9,86 \cdot 10^{232}$	10:46	1,1×1,0
7	7,20±0,20	2,3	-11,2	-15,03	1,01	$3,7 \cdot 10^{215}$	24:53	1,0×1,3
Среднее	7,25±0,26	2,4	-11,06	-13,32	1,01	-	31:06	1.1×1.0

Среди всех полученных решений решение 7 в табл. 2 (топология МИС МШУ на рис. 1) обеспечивает наименьшие значения коэффициента шума и неравномерности АЧХ. На рис. 2 представлена упрощенная принципиальная схема МИС МШУ, соответствующая этой топологии. Следует отметить, что полная схема для моделирования МИС МШУ состоит из 87 элементов, а при синтезе конструктивные параметры варьировались у 24 элементов. На рис. 3 изображены результаты моделирования частотных характеристик МИС МШУ, учитывающие все элементы топологии.

Коммерческих аналогов разработанной МИС однокаскадного МШУ диапазона 36–40 ГГц (решение 7 в табл. 2) найдено не было.

Ближайшим аналогом является МИС двухкаскадного МШУ СНА2391-99F фирмы UMS с рабочей полосой 36–40 ГГц, обладающая коэффициентом усиления $G = 15\pm0,5$ дБ, коэффициентом шума F < 3 дБ, модулями входного и выходного коэффициентов отражения $|S_{11}| \leq -12$ дБ, $|S_{22}| \leq -8$ дБ. Сравнение показывает, что автоматически синтезированная МИС МШУ по параметрам (в расчете на один каскад) не уступает коммерческой микросхеме.



Рис. 2. Упрощенная схема синтезированной МИС МШУ диапазона 36...40 ГГц

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

Таблица 2



Рис. 3. Частотные характеристики МИС МШУ

Заключение

Показано, что предложенная в работе [4] методика автоматизированного синтеза линейных и малошумящих СВЧ ТУ на основе ГА позволяет получить одновременно практически реализуемое схемотехническое решение с учетом особенностей технологии изготовления и первоначальный вариант топологии. Представленный пример синтеза GaAs МИС МШУ диапазона частот 36–40 ГГц подтверждает эффективность методики.

Работа выполнена в рамках научного проекта № 16-47-700286, получившего поддержку по ре-

УДК 621.375.4

Д.А. Жабин, Л.И. Бабак

зультатам конкурса «Конкурс проектов фундаментальных научных исследований, проводимый РФФИ и субъектами Российской Федерации».

Литература

1. Afacan E. A mixed domain sizing approach for RF circuit synthesis / E. Afacan // IEEE 19th International Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits & Systems, Kosice. – 2016. – PP. 1–4.

2. Tseng T. An Efficient Two-Phase ILP-Based Algorithm for Precise CMOS RFIC Layout Generation / T. Tseng, B. Li, C. Yeh et al. // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems – 2016. – No. 99. – PP. 1–14.

3. Liu B. An efficient high-frequency linear RF amplifier synthesis method based on evolutionary computation and machine learning techniques / B. Liu, N. Deferm, D. Zhao et al. // Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, IEEE Transactions. – 2012. – Vol. 31, No. 7. – PP. 981–993.

4. Калентьев А.А. Методика автоматизированного синтеза СВЧ МШУ с учетом особенностей топологии / А.А. Калентьев, И.М. Добуш, Д.А. Жабин и др. // Сб. трудов 25-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь: Вебер, 2015. – С. 119–120.

Декомпозиционный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе сочетания визуальной процедуры и генетического алгоритма

Представлена реализация декомпозиционного метода синтеза СВЧ-транзисторных усилителей (ТУ) с реактивными согласующе-корректирующими цепями (СКЦ), основанная на сочетании интерактивных «визуальных» процедур и генетического алгоритма (ГА). При этом используется разработанный метод автоматического синтеза СКЦ по заданным областям допустимых значений (ОДЗ) иммитанса с помощью ГА. Подход позволяет быстро и эффективно выполнить автоматизированный синтез многокаскадных СВЧ ТУ по комплексу требований к характеристикам.

Ключевые слова: СВЧ-транзисторный усилитель, декомпозиционный метод синтеза, «визуальное» проектирование, генетический алгоритм, САПР.

СВЧ-транзисторные усилители (ТУ) в настоящее время являются одним из наиболее распространённых типов СВЧ-полупроводниковых устройств (ППУ). Вопросам их проектирования посвящено большое количество работ. Тем не менее проблема разработки высококачественных усилителей остается весьма актуальной, что связано с недостатками и ограничениями существующих подходов к проектированию СВЧ ТУ [1].

На практике при разработке СВЧ ТУ используют системы автоматизированного проектирования (САПР) СВЧ-устройств. Однако существующие САПР в первую очередь ориентированы на решение задач моделирования и конструкторского проектирования, они не позволяют автоматизировать задачу получения схемы СВЧ ТУ.

Для автоматизации этапа схемотехнического проектирования достаточно широкого класса СВЧ ППУ, в частности ТУ в [1, 2] был предложен декомпозиционный метод синтеза (ДМС) активных СВЧцепей. ДМС предполагает декомпозицию первоначальной сложной задачи проектирования СВЧ ТУ на ряд более простых задач синтеза пассивных двух-и четырехполюсных корректирующих цепей (КЦ). При этом вначале по комплексу требований к характеристикам ТУ (коэффициент усиления, форма АЧХ, коэффициент шума, выходная мощность и др.) определяются области допустимых значений (ОДЗ) иммитанса КЦ на фиксированных частотах полосы пропускания. Далее по ОДЗ осуществляется синтез КЦ. Однако используемые методы синтеза КЦ по заданным произвольным областям ОДЗ иммитанса

[1] являются сложными и трудоемкими, требуют значительных затрат времени и не всегда позволяют получать близкие к оптимальным решения.

В настоящей работе представлена реализация декомпозиционного подхода к автоматизированному синтезу СВЧ ТУ с реактивными КЦ, использующая сочетание интерактивных «визуальных» процедур и генетического алгоритма (ГА). Она использует метод автоматического синтеза КЦ по заданным ОДЗ иммитанса с помощью ГА [3] и позволяет выполнить проектирование СВЧ ТУ, исходя из заданных требований к их параметрам.

Комбинированная методика

декомпозиционного синтеза СВЧ ТУ

В отличие от известных подходов, представленная в [1, 2] методика на основе ДМС позволяет осуществить синтез малошумящих и мощных широкополосных многокаскадных СВЧ ТУ с реактивными согласующе-корректирующими цепями (СКЦ) по комплексу требований к характеристикам с учетом взаимного влияния усилительных каскадов. Наиболее важной частью методики является синтез межкаскадных реактивных СКЦ. Он должен осуществляться по ОДЗ, заданным одновременно для входного и выходного коэффициентов отражения цепи, только в этом случае возможен полный контроль комплекса характеристик многокаскадного усилителя. В работе [4] для решения указанной задачи применялись интерактивные «визуальные» процедуры проектирования реактивных СКЦ. Однако эффективность такого подхода значительно снижается из-за значительных затрат времени и необходимости специфического опыта у разработчика в использовании программы «визуального» проектирования пассивных цепей Locus [4].

В настоящей работе при декомпозиционном проектировании СВЧ ТУ на этапе синтеза реактивных СКЦ по ОДЗ входного и/или выходного коэффициентов отражения (иммитансов) цепи вместо «визуальных» процедур используется предложенная в [3] процедура автоматического синтеза СКЦ с помощью ГА. Такая комбинированная методика проектирования СВЧ ТУ на основе сочетания ДМС, визуального подхода и ГА является гораздо более эффективной, позволяет значительно упростить и ускорить разработку широкополосных многокаскадных СВЧ ТУ, а также улучшить характеристики усилителей.

В общем случае усилитель представляет собой ряд последовательно (каскадно) соединенных друг с другом активных блоков (АБ), представляющих собой транзисторы с подключенныvb к ним двухполюсными цепями коррекции и обратной связи (ОС). Между АБ включаются реактивные или диссипативных четырехполюсные СКЦ (рис. 1).



Рис. 1. Структурная схема *N*-каскадного усилителя с реактивными СКЦ

Перед началом проектирования на фиксированных частотах $f_k(k=\overline{1,m})$ полосы пропускания $f \in [f_L, f_U]$ задаются требования к характеристикам МШУ:

 $G^- \leq G \leq G^+$, $F \leq F^+$, $m_{1(2)} \leq m^+_{1(2)}$, $k \geq 1$, (1) где G – коэффициент усиления по мощности; F – коэффициент шума; m_1 и m_2 – модули входного и выходного коэффициентов отражения; k – инвариантный коэффициент устойчивости; G^- , G^+ , F^+ , m^+_1 , m^+_2 – граничные значения указанных характеристик.

Комбинированная методика основана на последовательном построении ОДЗ $E_S^{(i)}(f_k)$, $E_L^{(i)}(f_k)$ соответственно коэффициентов отражения источника сигнала $\Gamma_S^{(i)}$ и нагрузки $\Gamma_L^{(i)}$ для каждого усилительного каскада АБ_i ($i=\overline{1,N}$, где N – число каскадов) на ряде фиксированных частот f_k и последующем синтезе реактивных СКЦ на основе ГА по этим ОДЗ. Особенностями проектирования многокаскадных СВЧ-усилителей на основе ДМС по сравнению с однокаскадными являются определенный выбор последовательности синтеза СКЦ, назначение требований к характеристикам отдельных усилительных каскадов, обеспечение устойчивости усилителя, а также реализация синтеза межкаскадных СКЦ [1]. ОДЗ коэффициентов отражения $\Gamma_S^{(i)}$ и $\Gamma_L^{(i)}$ строятся по совокупности ограничений вида (1) на характеристики *i*-го усилительного каскада.

Следует отметить, что при проектировании СВЧ ТУ на основе ДМС различаются два типа ОДЗ коэффициентов отражения [1]. Если в процессе проектирования ТУ часть СКЦ уже синтезирована и известна одна из нагрузок АБ_i ($\Gamma_S^{(i)}$ или $\Gamma_L^{(i)}$), тогда строятся так называемые «односторонне нагруженные» ОДЗ. В частности, «односторонне нагруженная» область $E_S^{0(i)}$ содержит все множество значений коэффициента отражения источника сигнала $\Gamma_L^{(i)}$, удовлетворяющих системе неравенств (1) при известном коэффициенте отражения нагрузки $\Gamma_L^{(i)} = \Gamma_L^{0(i)}$. Очевидно, положение и форма ОДЗ

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

 $E_{S}^{0(i)}$ на плоскости $\Gamma_{S}^{(i)}$ зависят от значений $\Gamma_{L}^{(i)}$. Аналогично, «односторонне нагруженная» ОДЗ $E_{L}^{0(i)}$ включает в себя все множество значений коэффициента отражения нагрузки $\Gamma_{L}^{(i)}$, отвечающих системе неравенств (1) при известном коэффициенте отражения источника сигнала $\Gamma_{S}^{(i)} = \Gamma_{S}^{0(i)}$.. Положение и форма этой области на плоскости зависят от значений $\Gamma_{S}^{(i)}$.

Если же обе нагрузки $\Gamma_S^{(i)}$ и $\Gamma_L^{(i)}$ АБ_i пока не известны, в этом случае строятся «полные» ОДЗ $E_S^{(i)}$ или $E_L^{(i)}$. Область $E_S^{(i)}$ содержит полное множество допустимых точек $\Gamma_S^{(i)}$ – иначе говоря, таких точек, для каждой из которых найдется хотя бы одно значение $\Gamma_L^{(i)}$, удовлетворяющее системе (1). При этом полная ОДЗ $E_S^{(i)}$ не зависит от коэффициента отражения нагрузки $\Gamma_L^{(i)}$. Аналогично ОДЗ $E_L^{(i)}$ содержит полное множество допустимых точек $\Gamma_L^{(i)}$, она не зависит от коэффициента отражения источника сигнала $\Gamma_S^{(i)}$.

Проектирование многокаскадного усилителя (см. рис. 1) начинается с синтеза с использованием ГА одной из межкаскадных СКЦ.

Процесс проектирования включает следующие этапы:

1) Формулирование требований к отдельным усилительным каскадам.

2) Построение на частотах f_k полных ОДЗ коэффициентов отражения $\Gamma_L^{(1)}$ и $\Gamma_S^{(2)}$ для АБ₁ и АБ₂.

3) Синтез межкаскадной СКЦ₂ по ОДЗ, полученным на предыдущем шаге.

4) Вычисление параметров соединения AБ₁ – СКЦ₂ – AБ₂, представление этого соединения в виде отдельного блока – составного AБ'₂.

5) Уточнение требований, построение на частотах f_k полных ОДЗ для составного АБ'₂ и АБ₃.

6) Синтез следующей межкаскадной СКЦ₃ по полученным ОДЗ. Процесс продолжается, пока не будут синтезированы все межкаскадные СКЦ и определены параметры составного АБ'_n = АБ₁–СКЦ₂– АБ₂–СКЦ₂–...–СКЦ_n– АБ_n.

7) Получение полных ОДЗ на частотах f_k для составного АБ $_n$. Синтез входной и выходной СКЦ по найденным ОДЗ.

Порядок синтеза с помощью ГА входной и выходной СКЦ такой же, как и при «визуальном» проектировании однокаскадного ТУ с реактивными СКЦ [1]. Обозначим $\Gamma_S \equiv \Gamma^{(1)}$, $\Gamma \equiv \Gamma^{(N)}$ и рассмотрим случай, когда синтез начинается со входной СКЦ. При этом процедура проектирования СКЦ следующая:

1) Нахождение на фиксированных частотах f_k полных ОДЗ $E_S(f_k)$ на комплексной плоскости коэффициента отражения Γ_S .

2) Синтез на основе ГА входной СКЦ по $E_S(f_k)$; определение частотной зависимости коэффициента отражения синтезированной входной СКЦ $\Gamma_S^{(0)}(f)$.

3) Нахождение на плоскости коэффициента отражения Γ_L «односторонне нагруженных» ОДЗ $E_L^{(0)}(f)$ при значениях $\Gamma_S(f_k)=\Gamma_S^{(0)}(f_k)$, т.е. при подключенной входной СКЦ.

4) Синтез на основе ГА выходной СКЦ по «односторонне-нагруженным» ОДЗ $E_I^{(0)}(f_k)$.

В работе приводятся примеры проектирования СВЧ ТУ, подтверждающие эффективность предложенной методики.

Заключение

В настоящей статье представлена комбинированная методика декомпозиционного синтеза многокаскадных СВЧ ТУ, основанная на сочетании интерактивных «визуальных» процедур и ГА. Методика позволяет автоматизировать и упростить процесс проектирования многокаскадных малошумящих и мощных СВЧ ТУ.

Работа выполнена в рамках научного проекта № 16-47-700286, получившего поддержку по результатам конкурса «Конкурс проектов фундаментальных научных исследований, проводимый РФФИ и субъектами Российской Федерации».

Литература

1. Бабак Л.И. Теория, методы и алгоритмы автоматизированного синтеза СВЧ-транзисторных усилителей на основе декомпозиционного подхода: дис. ... д-ра техн. наук / Бабак Л.И. – Томск, 2012. – Т. 1. – 360 с.

2. Бабак Л.И. Структурный синтез СВЧ-полупроводниковых устройств на основе декомпозиционного подхода / Л.И. Бабак // Изв. Том. политехн. ун-та. –2006. – Т. 309, №8. – С. 160–165.

 Жабин Д.А. Методика автоматизированного синтеза согласующе-корректирующих цепей по областям допустимых значений иммитанса / Д.А. Жабин, Л.И. Бабак. – В наст. сборнике.

4. Самуилов А.А. Методика «визуального» проектирования цепей на сосредоточенных элементах для широкополосного согласования двух комплексных нагрузок / А.А. Самуилов, М.В. Черкашин, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – 2013, № 2 (28). – С. 30–39.

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

Председатель секции – Троян Павел Ефимович, д.т.н., профессор, зав. каф. ФЭ

УДК 621.382.323

Т.Ю. Сидорюк, Д.В. Билевич, А.А. Попов, А.С. Сальников

Моделирование корпуса СВЧ-транзистора

Статья посвящена исследованию характеристик корпуса транзистора. Приведены результаты электромагнитного моделирования корпуса. Конечной целью исследования является оценка влияния корпуса на характеристики транзистора и учет корпуса в модели транзистора.

Ключевые слова: СВЧ-транзистор, СВЧ-корпус, S-параметры, электромагнитное моделирование.

Мощные нитрид-галлиевые СВЧ-транзисторы в настоящее время все более востребованы в качестве современной элементной компонентной базы для применения в перспективных системах связи в качестве усилительного элемента. С повышением требований к энергопотреблению, массе и габаритным размерам современной электронной аппаратуры, повышению тактико-технических характеристик разрабатываемых изделий нитрид-галлиевый транзистор является перспективным прибором. В связи с повышением мощности транзисторов увеличивается количество энергии, рассеивающейся на элементе, что приводит к нагреву элемента и участка схемы. Это в свою очередь вызывает изменение характеристик прибора и не позволяет схеме выполнять свое предназначение. Чтобы компенсировать этот эффект и предотвратить перегрев пластин, мощные транзисторы помещают в корпуса, которые позволяют отвести излишнее тепло и закрепить транзистор в схеме. Но данное решение имеет ряд недостатков.

Одним из них является то, что при использовании мощных транзисторов количество тепла, которое необходимо отводить, велико, что приводит к увеличению размеров теплоотводящих элементов и последующему увеличению размеров корпуса. Другим же негативным эффектом является то, что корпус оказывает влияние на высокочастотные параметры транзистора. Это происходит из-за появления паразитных элементов: емкостей, индуктивностей, резисторов, которые возникают в корпусе при прохождении СВЧ-сигнала. Важной технической задачей является проектирование корпуса таким образом, чтобы при размещении в нём транзистора параметры прибора продолжали соответствовать требованиям.

В данном исследовании для моделирования использовался металлокерамический корпус транзистора [1], представленный на рис. 1.

Чтобы учесть влияние паразитных элементов, необходимо понимать, какие участки корпуса вносят

изменения, и стараться учитывать их. Также можно измерять частотные характеристики корпуса и проектировать схемы, используя эту информацию.

Для учета влияния корпуса было решено построить его трехмерную модель и с помощью электромагнитного моделирования получить его параметры, которые в дальнейшем можно использовать для предсказания поведения транзистора в данном корпусе.

Построение корпуса велось поэтапно (рис. 2) с верификацией полученных результатов (рис. 4). Результат трехмерного электромагнитного моделирования сравнивался с моделированием идентичной конструкции, но представленной в виде схемы.

Для того чтобы избежать ошибок и контролировать параметры, получаемые в результате моделирования, трёхмерная модель строилась по принципу усложнения модели. Первым шагом было построение микрополоскового тракта и оценка его влияния на волну. В качестве диэлектрика использовалась керамика с диэлектрической проницаемостью 9,6 и тангенсом диэлектрических потерь 0,001. Граничные условия были выбраны следующие: подложка имеет нулевой потенциал, боковые стороны имеют открытые границы (воздух), с торцов установлены волноводные порты и искусственно добавлено пространство, сверху установлена воздушная среда с толщиной, равной пяти толщинам модели.

По результатам видно (рис. 3), что коэффициент передачи близок к единице, следовательно, микрополосковый тракт передаёт СВЧ-энергию, и можно предположить, что моделирование проведено корректно.

Путем усложнения модели мы получили трёхмерную модель корпуса, выбранного для моделирования (см. рис. 1). Так как в производстве в корпус помещается не один транзистор, а набор транзисторных ячеек, моделирование было проведено в двух вариантах: с одной (рис. 5) и пятью (рис. 6) парами проводов.







XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.





Рис. 5. S-параметры корпуса с одной парой проводов



Рис. 6. S-параметры корпуса с пятью парами проводов

Полученная в итоге модель корпуса позволяет извлечь характеристики корпуса в требуемом частотном диапазоне и учесть их при проектировании схем с мощными транзисторами. Также в дальнейшем планируется разработать модель корпуса в виде эквивалентной схемы, чтобы её можно было интегрировать в САПР для упрощения процесса разработки схем.

Литература

1. Чертежи корпусов мощных СВЧ-транзисторов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.syntezmicro.ru/uploads/images/RF/Drawings/SOT 1227A(B).pdf, свободный (дата обращения: 15.05.2017). 2. Chron J., Campovecchio M., Barataud D. et al. Design and Modeling Method of Package for Power GaN HEMTs to Limit the Input Matching Sensitivity / 2011 Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits, April 18–19. – 2011. – PP. 81–84.

3. Flucke J., Schmeckle F.-J., Rudolph M., Heinrich W. Modeling the Package of a GaN Power Transistor. P. 18

4. Halder S., Kharabi F., Howle T., McMacken J. et al. Broadband lumped package modeling for scaling multi-cell GaN HEMT power devices / RF Micro Devices. P. 3.

5. Schnieder F., Schmuckle F., Heinrich W., Rudolph M. An Analysis of Source Connections in GaN Power Transistor Packages. P. 4.

Л.Р. Битнер, Т.И. Данилина

Электрофизические свойства диэлектрических пленок при повышенных температурах

Исследованы изоляционные свойства пленок двуокиси кремния, осажденных методом ионно-плазменного распыления на массивные металлические подложки. Приводятся характеристики образцов до и после длительных воздействий повышенных температур.

Ключевые слова: двуокись кремния, тонкопленочная изоляция, ионно-плазменное осаждение.

Для создания некоторых микроэлектронных устройств, например различного рода датчиков, требуется надежная изоляция элементов схемы от проводящей подложки, обеспечивающая необходимые параметры в течение длительного времени при повышенных температурах. В качестве тонкопленочной изоляции чаще всего используют пленки двуокиси кремния, свойства которых во многом зависят от технологии их нанесения.

В работе приводятся результаты исследования изоляционных свойств пленок, осажденных методом реактивного ионно-плазменного распыления в магнетронном устройстве. Распылению подвергались мишени из монокристаллического кремния в атмосфере кислорода. Толщина пленок двуокиси кремния составляла 2,8–3 мкм. В качестве подложки использовались металлические шайбы из стали ЭП-920, предварительно отполированные до 12–13-го класса. Материалом верхнего электрода служили термически напыленные пленки алюминия или нанесенные ионно-плазменным распылением слои вольфрама, молибдена и никеля.

Перед нанесением изоляции подложки прогревались в вакууме до 200–250 °С.

Для исследования параметров диэлектрических пленок на поверхности подложек методами фотолитографии формировались конденсаторные структуры с верхним электродом в форме квадрата площадью 1 мм². Количество конденсаторов на одной подложке зависит от ее размеров и составляет от нескольких десятков до сотни.

Для всех элементов на одной подложке измерялись тангенс угла диэлектрических потерь на частоте 1 кГц, а также токи утечки между верхним и нижним электродами при напряжении 10 В. После чего рассчитывались средние значения параметров.

При комнатной температуре лучшие результаты показали структуры с верхним алюминиевым электродом: сопротивление не ниже 10^{12} Ом и tg δ не выше 10^{-3} . В случае когда верхним электродом служили пленки вольфрама или молибдена, параметры на порядок хуже. Объясняется это тем, что при ионном распылении металлов энергия атомов, поступающих на поверхность диэлектрического слоя, значительно выше, чем при термическом испарении. Следовательно, атомы вольфрама и молибдена проникают дальше в диэлектрическую пленку по различного рода микродефектам, создавая микроост

рия. Вблизи этих микроострий происходит локальное усиление электрического поля, что и приводит к ухудшению изоляционных свойств тонкопленочных конденсаторов.

На свежеприготовленных образцах была изучена температурная зависимость основных параметров тонкопленочных структур в диапазоне температур 20–300 °C (рис. 1).



Рис. 1. Зависимость сопротивления и тангенса угла диэлектрических потерь конденсаторной структуры сталь – двуокись кремния – никель от температуры сразу после изготовления

Тангенс угла диэлектрических потерь при нагреве монотонно возрастает, а сопротивление изоляции падает, причем в области температур от 150 до 250 °С наблюдается нестабильность проводимости, что указывает на возможные химические и структурные превращения в тонкопленочных структурах и необходимость термообработки образцов.

Длительные воздействия температуры 300 °С проводились в печи в условиях атмосферного давления. Для измерений образцы вынимались, охлаждались до комнатной температуры, после регистрации параметров вновь помещались в печь. Результаты измерений от длительности термообработки приведены на рис. 2, из которого следует, что основные изменения параметров происходят в первые 20–30 ч. Сопротивление изоляции увеличивается, а тангенс угла диэлектрических потерь уменьшается. После чего происходит плавное ухудшение изоляционных свойств.

Объяснить первоначальное улучшение параметров при термообработке можно уплотнением пленки, отжигом дефектов, структурными и хими-

ческими изменениями. Как следствие, на температурной зависимости сопротивления исчезают различного рода нестабильности (рис. 3).



Рис. 2. Изменение сопротивления и тангенса угла диэлектрических потерь конденсаторной структуры сталь – двуокись кремния – никель от температуры в процессе термообработки при температуре 300 °C

Электрическая прочность конденсаторов после термообработки составляет 170–200 MB/м.

Дополнительно исследовалась устойчивость образцов к термоударам. Пластины находились поочередно в камере тепла (300 °C) и холода (– 60 °C) по 30 мин. Перемещение между камерами проводилось за одну минуту. Общее число термоударов равнялось 30, после чего ни один образец не вышел из строя.

Таким образом, диэлектрические пленки двуокиси кремния, нанесенные ионно-плазменным распылением в магнетронном устройстве, обладают хорошими изолирующими свойствами и высокой стабильностью по отношению к воздействию температуры.



Рис. 3. Зависимость сопротивления и тангенса угла диэлектрических потерь конденсаторной структуры сталь – двуокись кремния – никель от температуры после термообработки в течение 500 ч при температуре 300 °C

Литература

1. Битнер Л.Р., Ведерников В.А., Данилина Т.И. Высокотемпературные резистивные и диэлектрические пленки // Приборы и системы управления. – 1990. – №3. – С. 36–38.

2. Данилина Т.И., Троян П.Е. Электрофизические свойства диэлектрических пленок в МДМ-структурах // Изв. вузов. Физика. – 2010. – №4. – С. 8–11.

УДК 539.231

А.А. Чистоедова, С.В. Смирнов

Фотоэлектрические свойства пленок ITO

Приведены исследования фотоэлектрических свойств пленок ITO, полученных магнетронным распылением на стеклянных подложках после отжига. Подтверждена прямая зависимость между содержанием кислорода в среде напыления и оптическими свойствами пленки. Установлен прыжковый механизм электропроводности ITO и рассчитаны концентрация и подвижность основных носителей.

Ключевые слова: пленки ІТО, проводимость Мотта, подвижность и концентрация носителей.

Одной из задач современной оптоэлектроники является повышение внешней квантовой эффективности полупроводниковых источников света на основе соединений А^ШВ^V. Одним из направлений решения этой задачи является оптимизация конструкции омического контакта. Известно, что в кристаллах происходит локализация тока по периметру омического контакта. Для уменьшения локализации тока необходимо увеличивать площадь контакта, но увеличение его площади приводит к уменьшению площади световыводящей поверхности [1, 2]. Поэтому в настоящее время используют светопропускающие проводящие покрытия на основе оксидов индия и олова (ITO), получаемые методом магнетронного распыления на постоянном токе из компактной мишени в газовой смеси на основе аргона и

кислорода. ITO находит применение не только как прозрачное проводящее покрытие, но и в качестве омических контактов. Пленки, полученные этим методом, как правило, имеют нестехиометрический состав и высокую неоднородность по толщине. Устранить эти недостатки возможно высокотемпературным отжигом в кислородсодержащей атмосфере.

Цель работы: определение механизма электропроводности, типа проводимости, концентрации и подвижности основных носителей заряда в пленках ITO.

Объекты исследований и методика

измерений

В качестве объектов исследований выбраны образцы пленок ITO, полученные методом магнетронного распыления, толщиной приблизительно 100 нм с напыленными металлическими контактами. Плен-

ки напылялись в среде аргона и кислорода с разным процентным содержанием кислорода на покровные стекла. Далее производился отжиг в атмосфере азота при температуре 600 °C в течение 25 мин.

Процентное содержание кислорода в составе пленок определялось с помощью растрового электронного микроскопа Hitachi TM-1000, оснащенного системой энергодисперсионного микроанализатора. Частотная зависимость электропроводности пленок исследовалась на измерителе иммитанса Е7-20. Подвижность носителей определялась с помощью магниторезистивного эффекта.

Результаты и обсуждение

Методом электронной микроскопии был определен химический состав пленок ITO. Была установлена прямая связь между содержанием кислорода в среде напыления и его количеством в составе пленки. При этом большее содержание кислорода делает пленку прозрачной, что важно с точки зрения оптики. Для дальнейших исследований выбраны образцы, содержащие самое меньшее (образец № 1) и самое большее содержание кислорода (образец № 2).

С помощью измерителя иммитанса E7-20 была получена частотная зависимость сопротивления пленок, которая представлена в таблице.

Частотная зависимость сопротивления образцов пленок

<i>f</i> , Гц	<i>R</i> , Ом (образец № 1)	R, Ом (образец № 2)
25	16,526	50,272
100	16,525	50,275
1000	16,515	50,260
10^{4}	16,505	50,242
10^{5}	16,536	50,187
10 ⁶	16,387	48,45

Из таблицы следует, что сопротивление образца № 2 с большим содержанием кислорода намного превышает сопротивление образца № 1. Это может быть связано с тем, что с увеличением кислорода в составе ITO количество дефектов уменьшается, а следовательно, уменьшается число локализированных на кислородных вакансиях электронов. Поэтому уменьшается электропроводность и сопротивление увеличивается. Также содержание кислорода определяет время релаксации, так как изменяется число вакансий.

Также из таблицы видно, что сопротивление пленок изменяется с частотой, что соответствует прыжковому механизму проводимости Мотта [3].

Ранее было установлено, что данные образцы пленок не имеют кристаллических образований, поэтому будем считать их аморфными [4]. Для построения энергетической диаграммы ITO, что является основной задачей исследований, была рассчитана ширина оптической щели, которая является аналогом запрещенной зоны для аморфного материала.

На рис. 1 представлены зависимости коэффициента пропускания T от длины волны λ для двух образцов.

По экспериментально полученным данным коэффициента пропускания можно определить ширину оптической щели.



Рис. 1. Зависимость коэффициента пропускания от длины волны для двух образцов

Для этого необходимо перестроить график коэффициента пропускания от длины волны в координатах зависимости квадрата коэффициента поглощения α^2 от энергии падающего света hc/λ по формуле (1):

$$\alpha = \frac{1}{d} \ln \frac{\left(1 - R\right)^2}{T}, \qquad (1)$$

где d – толщина плёнки, d=100 нм; R – коэффициент отражения, для покровного стекла R = 5,5%; T – коэффициент пропускания.

Эти зависимости представлены на рис. 2.



Рис. 2. Зависимость квадрата коэффициента поглощения от энергии для двух образцов

Ширину оптической щели можно рассчитать по правилу Урбаха:

$$\Delta E_g = \frac{\hbar c}{\lambda} \frac{\alpha^2}{A^2} \,, \tag{2}$$

где A – некоторый коэффициент, зависящий от эффективной массы; c – скорость света, $c=3\cdot10^8$ м/с; λ – длина волны излучения; \hbar – постоянная Планка, $\hbar=6,62\cdot10^{-34}$ Дж · с.

Электронный тип проводимости пленок ITO был установлен с помощью метода термоЭДС.

Магниторезистивный эффект представляет собой изменение сопротивления пленки при постоянном магнитном поле [5]. Формула для расчета подвижности основных носителей заряда определяется по формуле (3):

$$R(B) = R(0)\mu^2 B^2$$
, (3)

где R(B) – сопротивление материала в присутствии магнитного поля; R(0) – сопротивление материала в отсутствие магнитного поля; B – магнитная индукция, B = 300 мТл; μ – подвижность носителей.

По приведенной формуле было рассчитано значение подвижности носителей заряда для образца $N_{\rm D} 2 - 3 {\rm m}^2/({\rm B}\cdot{\rm c}).$

Концентрация основных носителей заряда определяется через сопротивление по формуле (4):

$$n = \frac{1}{\rho_v e \mu_n}, \qquad (4)$$

где ρ – удельное сопротивление пленки; e – заряд электрона, $e = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл.

Удельное сопротивление пленки определяется по формуле (5):

$$\rho_v = \frac{RS}{l},\tag{5}$$

где *R* – сопротивление пленки при комнатной температуре; *l* – длина пленки в направлении протекания тока; *S* – площадь сечения пленки.

Таким образом, концентрация основных носителей равна приблизительно 4·10²³ м⁻³ для образца № 2.

В ходе исследований установлено, что процентное содержание кислорода в среде напыления непо-

средственно влияет на его оптические свойства, а именно его увеличение приводит к увеличению коэффициента пропускания пленки. Установлено, что пленки ITO обладают электронной проводимостью и определено значение ширины оптической щели – приблизительно 3,5 эВ. Рассчитаны концентрация и подвижность основных носителей заряда.

Литература

1. Сергеев В.А., Ходаков А.М. Расчет и анализ распределений плотности тока и температуры по площади структуры InGaN/GaN мощных светодиодов // Физика и техника полупроводников. – 2010. – Т. 44, вып. 2. – С. 230–234.

2. Дохтуров В.В. Влияние локализации тепловыделения на тепловое сопротивление мощных полупроводниковых источников света / В.В. Дохтуров, С.В. Смирнов, Ю.С. Гончарова // Полупроводниковая светотехника. – 2013. – Т. 3, № 23. – С. 18–19.

3. Мотт Н., Дэвис Э. Электроные процессы в некристаллических веществах. – М.: Мир, 1974. – С. 57–60.

4. Чистоедова А.А., Жидик Ю.С. Исследование рельефа и химического состава ITO до и после отжига // Научная сессия ТУСУР–2017: матер. Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, посвященной 55-летию ТУСУРа, Томск, 10–12 мая 2017 г.: в 8 ч. – Томск: В-Спектр, 2017. – Ч. 2. – С. 155–157.

5. Киреев П.С. Физика полупроводников: учеб. пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1969. – С. 285–293.

УДК 621.396.41

Т.И. Данилина, И.А. Чистоедова

Выбор толщины проводящих пленок для субмикронной металлизации

Педставлены результаты исследований влияния толщины проводящих пленок на основе Al–Ti–Mo на сопротивление слоев. Пленки получены электронно-лучевым испарением толщиной *d* = 3–100 нм.

Определена критическая толщина металлизации, начиная с которой, наблюдается резкое возрастание сопротивления слоев. Установлено влияние материала металлизации на значение критической толщины. Проведенные расчеты и исследование коэффициента отражения металлических слоев хорошо совпадают с результатами экспериментов.

Ключевые слова: субмикронная металлизация, электронно-лучевое испарение, сопротивление проводящих пленок, структура пленок, коэффициент отражения.

Развитие сверхбольших интегральных схем с большим быстродействием (СБИС) требует уменьшения всех размеров элементов, в том числе толщины металлизации. Толщина проводящих пленок металлизации становится менее 50 нм, а для диффузионно-барьерных слоев (ДБС) уже достигает уровня 10 нм [1–4].

На определенной стадии роста пленка состоит из отдельных островков, которые по мере срастания образуют сетчатую структуру, а затем уже сплошную пленку. При превращении островковой пленки в сплошную ее поверхностное сопротивление уменьшается на несколько порядков. Происходит также существенное изменение оптического спектра пропускания (отражения) [5–6]. Переход к субмикронной металлизации требует дополнительных исследований по выбору критической толщины металлизации. С целью решения этой задачи были проведены электрические и оптические измерения проводящих пленок на основе алюминия и титана с толщиной в диапазоне 10–100 нм.

Осаждение пленок алюминия и титана на кремниевые пластины проводили методом электронно-лучевого испарения в вакууме 10^{-5} Па на установке Orion-B со скоростью 0,5 нм/с. Контроль толщины пленок осуществлялся с помощью кварцевого датчика с точностью 0,1 нм.

Образцы с различной толщиной проводящих пленок имели хорошую адгезию и зеркальную поверхность.

Структура пленок изучалась с помощью атомно-силового микроскопа Certus Optic U.



Рис. 1. 3D-изображение (*a*) и профиль сечения (*б*) образца алюминия толщиной 10 нм

Полученные сканы демонстрируют наличие шероховатой поверхности. С ростом толщины пленок от 10 до 100 нм шероховатость для алюминия возрастает от 10 до 40 нм, а для титана уменьшается от 50 до 10 нм. Это отличие может быть связано с тем, что при электронно-лучевом испарении одностороннее поступление молекулярного потока порождает тенденцию к образованию столбчатой структуры, например в пленках алюминия.

Удельное поверхностное сопротивление проводящих пленок измерялось с помощью четырехзондового метода. Результаты исследований представлены на рис. 2.



Рис. 2. Зависимость удельного поверхностного сопротивления пленок алюминия и титана от толщины

С уменьшением толщины пленок удельное поверхностное сопротивление возрастает для алюминия и титана примерно в 20 раз, т.е. проявляется известный размерный эффект. Этот эффект для пленок с субмикронными размерами обусловлен рассеянием электронов на поверхностях [7].

Удельное объемное сопротивление для пленок толщиной 100 нм больше, чем для соответствующих

массивных материалов в 2–7 раз в зависимости от условий напыления и хранения образцов. Проведенные исследования позволяют приблизительно оценить критическую толщину проводящих пленок, меньше которой технологически нецелесообразно выбирать толщину металлизации. Таким образом, критическая толщина составляет соответственно для алюминиевой металлизации 25–30 нм, а для титановой металлизации – менее 40–50 нм.

Полученные результаты нашли подтверждение при дальнейших оптических исследованиях зависимости коэффициента отражения от толщины пленок. Расчет проведен для системы кремний – пленка – воздух в широком диапазоне длин волн. На рис. 2 представлены зависимости для длины волны излучения 550 нм и угле 45 град. Толщина, равная нулю, соответствует кремниевой подложке.

Коэффициент отражения для пленок с толщиной 100 нм составляет для алюминия 0,924, а для титана 0,57. Расчеты показывают резкое уменьшение коэффициента отражения для пленок алюминия при толщине менее 30 нм. Для пленок титана в этом диапазоне наблюдается слабое изменение коэффициента отражения.

Для всех образцов были реализованы оптические измерения на спектроскане, результаты представлены на рис. 3. Наблюдается достаточно хорошее совпадение оптических характеристик по результатам расчетов и экспериментов.

Совокупность проведенных исследований позволяет рекомендовать критическую толщину проводящих пленок для металлизации на основе алюминия более 30 нм, на основе титана – более 50 нм.



Таким образом, в работе определена критическая толщина металлизации, начиная с которой, наблюдается резкое возрастание сопротивления проводящего слоя. Установлено влияние материала металлизации на значение критической толщины.

Литература

1. Kumar S., Gerhardt R.A. Measurement Science and Technology. – 2012. – Vol. 23, №3.

2. Holwill R.J. Materials Science and Engineering: A. – 1989. – Vol. 116. – PP. 143–5.

3. Toyoda S., Kiyota T., Tamagawa K., Yamakawa H. Materials Science and Engineering: A. – 1993. – Vol. 163, № 2. – PP. 167–70.

97

4. Kawabata K., Tanaka T., Kajioka H. Materials Science and Engineering: A. – 1993. – Vol. 163, No 2. – PP. 163–65.

5. Fujimura N., Nishida N., Ito T., Nakayama Y. Materials Science and Engineering: A. – 1989. – Vol. 108. – PP. 153–57.

6. Jeyachandran Y.L., Karunagaran B., Narayandass Sa.K. et al. Materials Science and Engineering: A. – 2006. – Vol. 431, № 1–2. – PP. 277–284.

7. Chopra K.L. Electrical phenomena in thin films. – M., Russia, 1972. – 435 p. $\,$

УДК 621.396.41

Е.В. Ерофеев, И.В. Федин, И.В. Юнусов, В.В. Федина

Разработка мощных GaN-транзисторов с субмикронным затвором на основе плёнок нитрида титана

Представлены результаты разработки мощных GaN-транзисторов с субмикронным затвором на основе пленок нитрида титана, формируемых методом реактивного магнетронного распыления. Разработанный GaN-транзистор работал в режиме обогащения с величиной порогового напряжения отпирания $U_{nop} = 0,7$ В и максимальным током сток-исток $I_{cu} = 0,4$ А/мм при напряжении затвор-исток $U_{3u} = 8$ В. Максимальное значение тока затвористок GaN-транзистора в открытом состоянии составило $I_{3u} = 9$ мкА/мм при напряжении затвор-исток $U_{3u} = 8$ В. Напряжение пробоя сток-исток GaN-транзистора в закрытом состоянии составляло $U_{cu} = 200$ В при расстоянии сток-исток $L_{cu} = 5,5$ мкм.

Ключевые слова: нитрид галлия, мощный транзистор, субмикронный затвор, тонкие пленки, нитрид титана.

Повышение эффективности использования первичных энергетических ресурсов, а также электрической энергии является сегодня важнейшей научнотехнической проблемой, стоящей перед цивилизованным миром. В условиях постепенного истощения удобных для разработки месторождений нефти и газа, нарастающего экологического неблагополучия техногенного происхождения, а также быстрого роста энергопотребления в развивающихся странах особое значение приобретает повышение эффективности преобразования вырабатываемой электроэнергии. В настоящее время в США, Японии и Европе эффективность преобразования электроэнергии достигает более 60-80%, в то время как в РФ эта цифра составляет не более 30-40%. Простые оценки показывают, что повышение этой цифры до мирового уровня позволит сэкономить в стране около 20% электроэнергии, что сопоставимо с вкладом гидроили атомной энергетики.

Эффективность работы преобразователя электроэнергии, главным образом, определяется используемой электронной компонентной базой в виде активных полупроводниковых приборов – мощных транзисторов и диодов. Базовым материалом силовой полупроводниковой электроники на протяжении последних пятидесяти лет является кремний (Si). Согласно последней редакции Международной дорожной карты развития полупроводников (ITRS, http://www.itrs.net/) кремниевая технология практически достигла своих предельных возможностей и в области силовой электроники наиболее перспективными становятся приборы на основе нитрид галлия (GaN) [1].

Основная причина того, что нитриду галлия отдается предпочтение перед другими широкозонными полупроводниковыми материалами (GaAs, SiC, алмазом), – это высокие характеристики GaNприборов при относительно низких затратах на их изготовление. Возможность работы GaN-приборов на более высоких частотах позволит повысить энергоэффективность преобразователя и упростить его миниатюризацию. При этом за счет отказа от ряда пассивных элементов (фильтров) в схеме преобразователя можно добиться снижения массогабаритных показателей конечного устройства и уменьшить себестоимость его производства [2].

Для применения в силовых коммутационных устройствах требуются нормально закрытые GaNтранзисторы, работающие в режиме обогащения. Для создания нормально закрытых GaN-транзисторов чаще всего используют подзатворную область на основе GaN-*p*-типа, легированного магнием (*p*-GaN) [3–6]. При этом электрические характеристики GaN-транзисторов с подзатворной *p*-GaNобластью определяются главным образом материалом используемого барьера Шоттки к *p*-GaN-области. Перспективными материалами затворной металлизации могут быть тугоплавкие металлы (Ti, Ta, W, WSi), а также их нитриды, формируемые методами реактивного магнетронного распыления [7, 8].

В настоящей работе представлены результаты разработки мощных GaN-транзисторов с субмикронным затвором на основе тонких пленок нитрида титана (TiN), формируемых методом реактивного магнетронного распыления.

Методика эксперимента

В первой серии экспериментов исследовалось влияние режимов магнетронного распыления на электрофизические параметры тонких пленок нитрида титана, осаждаемых на кремниевые подложки. Для этого на пластине формировалась фоторезистивная маска с рисунком в виде последовательно-

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

перед осаждением пленок подложки проходили обработку в водном растворе соляной кислоты для удаления собственного окисла с последующей промывкой в деионизованной воде и сушкой в потоке очищенного азота. Вакуумная откачка проводилась до остаточного давления атмосферы не хуже $p = 4,5 \cdot 10^{-5}$ Па. Мишень проходила предварительную очистку распылением в атмосфере аргона в течение t = 10 мин. Поток аргона был фиксирован и составлял $j_{ar} = 25$ см³/мин. При напылении плёнок использовали три режима потока азота: $j_n = 3,7$ и 14 см³/мин (доля азота в парогазовой смеси составляла n = 12, 28 и 56% соответственно) и три режима мощности разряда: P = 250, 500 и 750 Вт.

Толщина плёнок определялась микроскопией скола образцов на сканирующем электронном микроскопе Zeiss Supra 55. Удельное электрическое сопротивление тонких пленок р определялось исходя из геометрии тестовых элементов на пластине.

Во второй серии экспериментов проводились работы по разработке мощных GaN-транзисторов с субмикронным затвором на основе тонких пленок нитрида титана, осаждаемых в оптимальных режимах на основании результатов первой серии экспериментов.

В экспериментах использовались гетероэпитаксиальные структуры типа *p*-GaN/AlGaN/GaN, выращенные методом металл-органической газофазовой эпитаксии на кремниевых подложках диаметром 100 мм. Гетероструктура включала в себя буферный слой на основе GaN, легированного железом толщиной 2 мкм, канальный слой GaN, барьерный слой Al_{0.25}Ga_{0.75}N и *p*-GaN-слой, легированный магнием толщиной 50 нм.

На начальном этапе пластина подвергалась химической обработке с целью очистки от органических загрязнений на поверхности. Далее на поверхность пластины производилось напыление тонкой пленки на основе нитрида титана толщиной 100 нм методом реактивного магнетронного распыления. Затем производилось осаждение диэлектрика на основе нитрида кремния (Si₃N₄) толщиной 100 нм. Далее на поверхности в местах расположения затворов методами оптической литографии формировалась фоторезистивная маска. Методом селективного плазмохимического травления по резистивной маске производилась последовательная операция травления плёнок нитрида кремния и нитрида титана с последующим удалением фоторезистивной маски с поверхности пластины. Далее методом селективного плазмохимического травления в индуктивно-связанной плазме по твердой маске на основе SiN/TiN производилось формирование самосовмещённой подзатворной области на основе p-GaN с последующим формированием межприборной мезаизоляции. Длина основания p-GaN-области после процесса травления составляла 1,3 мкм. Далее методом электронно-лучевого испарения в вакууме производилось напыление металлизации омического контакта на основе пленок Ta/Al к областям стока и истока транзистора. После напыления металлизации омических контактов фоторезистивная маска удалялась и в атмосфере очищенного азота проводился быстрый термический отжиг контактов при температуре T = 550 °C в течение t = 60 с. Затем на поверхность пластины производилось осаждение защитного диэлектрика на основе нитрида кремния толщиной 100 нм с последующим реактивным ионным травлением окон к областям стока, истока и затвора GaNтранзистора.

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Электрические параметры GaN-транзисторов по постоянному току исследовались с помощью измерителя характеристик полупроводниковых приборов HP4156A. Микроскопические изображения поперечного сечения отдельных элементов GaN-транзисторов исследовались с помощью сканирующей электронной микроскопии Zeiss Supra 55.

Экспериментальные результаты

На рис. 1 приведены экспериментальные зависимости скорости осаждения плёнок нитрида титана от мощности разряда (P = 250, 500 и 750 Вт) для трёх потоков азота ($j_n = 3, 7$ и 14 см³/мин).



осаждения V плёнок TiN от мощности разряда P для потоков азота j_n = 3, 7 и 14 см³/мин

Как видно из рис. 1, при мощности разряда P = 250 Вт скорость осаждения тонких плёнок нитрида титана практически не зависит от величины потока азота j_n и составляет $V \approx 5$ нм/мин. Однако с увеличением мощности разряда P при потоках азота $j_n = 3$ и 7 см³/мин и при потоке азота $j_n = 14$ см³/мин наблюдается разница в скоростях осаждения. Кроме того, при увеличении мощности разряда P вне зависимости от величины потока азота j_n наблюдается рост скорости осаждения пленок.

На рис. 2 приведены экспериментальные зависимости удельного электрического сопротивления (ρ) тонких плёнок TiN от потока азота j_n для мощностей разряда P = 250, 500 и 750 Вт.

Как видно из рис. 2, характер зависимости удельного сопротивления ρ от потока азота j_n для разных мощностей разряда не одинаков. При малых потоках азота в смеси с увеличением мощности разряда *P* наблюдается рост удельного сопротивления ρ пленок. Однако с увеличением плотности потока азота в смеси до $j_n = 14 \text{ см}^3/$ мин наблюдается обрат-

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

ная зависимость, что может быть обусловлено изменением размера зёрен тонкой плёнки.



Рис. 2. Экспериментальные зависимости удельного электрического сопротивления тонких плёнок TiN от плотности потока азота в смеси *j*_n для мощностей разряда *P* = 250, 500 и 750 Вт

Минимальное удельное сопротивление пленок нитрида титана наблюдалось у образцов, сформированных при мощности разряда P = 500 Вт и потоке азота $j_n = 7 \text{ см}^3/$ мин, а также мощности разряда P = 750 Вт и потоке азота $j_n = 14 \text{ см}^3/$ мин (67 и 58,5 мкОм*см, соответственно). Однако высокая термическая стабильность величины удельного сопротивления тонких пленок после их термообработки при T = 500-600 °C в течение t = 60 с наблюдалась только у образцов, сформированных во втором режиме осаждения (P = 750 Вт, $j_n = 14 \text{ см}^3/$ мин). Таким образом, данный режим осаждения тонких пленок нитрида титана был принят за основной и использовался далее в работах при формировании субмикронного затвора мощного GaN-транзистора.

На рис. 3 и 4 представлены микроскопические изображения разработанного GaN-транзистора с субмикронным затвором на основе тонких пленок нитрида титана, а также подзатворной области на основе *p*-GaN с длиной основания 1,3 мкм. Расстояния затвор-исток и сток-исток GaN-транзистора, представленного на рис. 3, составляли $L_{3u} = 1$ мкм и $L_{cu} = 5,5$ мкм соответственно.



Рис. 3. Микроскопическое изображение поперечного сечения мощного GaN-транзистора с подзатворной областью на основе *p*-GaN

На рис. 5 представлены вольт-амперные характеристики мощного GaN-транзистора с субмикронным затвором на основе нитрида титана.



Рис. 4. Микроскопическое изображение поперечного сечения подзатворной *p*-GaN-области транзистора с металлизацией на основе TiN



Рис. 5. Вольт-амперные характеристики мощного GaN-транзистора с субмикронным затвором на основе нитрида титана

Из рис. 5 видно, что минимальное сопротивление мощного GaN-транзистора в открытом состоянии составляет $R_{on} = 9$ Ом·мм при напряжении затвор-исток $U_{3u} = 8$ В. При этом напряжение пробоя сток-исток GaN-транзистора в закрытом состоянии $(U_{3u} = 0$ В) составило $U_{cu} = 200$ В.

На рис. 6 представлены зависимости тока стокисток (1) и затвор-исток (2) мощного GaN-транзистора с субмикронным затвором на основе нитрида титана от напряжения затвор-исток.



Рис. 6. Зависимости тока сток-исток (1) и затвор-исток (2) мощного GaN-транзистора с субмикронным затвором на основе нитрида титана от напряжения затвор-исток

Из рис. 6 видно, что разработанный GaN-транзистор работает в режиме обогащения с величиной порогового напряжения отпирания $U_{\text{пор}} = 0,7$ В и максимальным током сток-исток $I_{\text{си}} = 0,4$ А/мм при

напряжении затвор-исток $U_{3\mu} = 8$ В. Величина начального тока утечки сток-исток GaN-транзистора в закрытом состоянии составила порядка $I_{c\mu} = 5$ мкA/мм при напряжении затвор-исток $U_{3\mu} = -3$ В.

На рис. 6 представлена зависимость тока затвор-исток от напряжения затвор-исток. При напряжений затвор-исток $U_{3\mu} = 5$ В величина тока, протекающего через затвор транзистора, составляет порядка $I_{3\mu} = 1,5$ мкА/мм. Однако при дальнейшем увеличении напряжения на затворе ($U_{3\mu} > 5$ В) происходит экспоненциальное увеличение тока затвористок, что может быть обусловлено инжекцией дырок из подзатворной области на основе *p*-GaN в канал транзистора [4]. Максимальное значение тока затвор-исток GaN-транзистора в открытом состоянии составило $I_{3\mu} = 9$ мкА/мм при напряжении затвор-исток $U_{3\mu} = 8$ В.

Заключение

Мощные транзисторы на основе эпитаксиальных гетероструктур AlGaN/GaN, работающие в режиме обогащения, являются перспективной элементной базой для создания устройств силовой электроники следующего поколения.

В данной работе представлены результаты разработки мощных нормально закрытых GaN-транзисторов с субмикронным затвором на основе пленок нитрида титана, формируемых методом реактивного магнетронного распыления.

Разработанный нормально закрытый GaN-транзистор обладает величиной порогового напряжения отпирания $U_{nop} = 0,7$ В и максимальным током стокисток $I_{cu} = 0,4$ А/мм при напряжении затвор-исток $U_{3u} = 8$ В. Ток утечки затвор-исток составил $I_{3u} = 9$ мкА/мм при напряжении затвор-исток $U_{3u} = 8$ В. Напряжение пробоя сток-исток GaN-транзистора в закрытом состоянии составляло $U_{cu} = 200$ В при расстоянии сток-исток $L_{cu} = 5,5$ мкм и $U_{3u} = 0$ В.

Разработанный в настоящей работе мощный GaN-транзистор может быть успешно использован при разработке преобразователей напряжения высокой эффективности.

Благодарности

Авторы работы выражают благодарность коллективу научно-производственного комплекса «Микроэлектроника» АО «Научно-производственной фирмы «Микран» (г. Томск) и коллективу Научно-образовательного центра «Нанотехнологии» Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) за содействие в проведении экспериментальной части работы и обсуждении результатов.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках соглашения № 14.577.21.0250 от 26.09.17, уникальный идентификатор проекта RFMEFI57717X0250.

Литература

1. Briere M. GaN-based Power Device Platform. The arrival of a new paradigm in conversion technology. – URL: http://www.powersystemdesign.com

2. GaN-on-Silicon waters: the enabler of GaN power electronics. – Power Devices. – $2012. - N_{\odot} 4. - PP. 6-9.$

3. Würfl J., Hilt O., Bahat-Treidel E. et al. Technological approaches towards high voltage, fast switching GaN power transistors // ECS Trans. – 2013. – Vol. 52, №. 1. – PP. 979–989.

4. Uemoto Y., Hikita M., Ueno H. et al. Gate injection transistor (GIT) – A normally-off AlGaN/GaN power transistor using conductivity modulation // IEEE Trans. On Electron devices. – 2007. – Vol. 54, № 12. – PP. 3393–3395.

5. Meneghesso G., Zanandrea A., Stocco A. et al. GaN-HEMTs devices with Single- and Double-heterostructure for power switching applications // IEEE Int. Reliab. Phys. Symp. (IRPS), Monterey, CA, USA. – 2013. – PP. 3C1.1–3C1.7.

6. Hilt O., Bahat-Treidel E., Cho E. et al. Impact of Buffer Composition on the Dynamic On-State Resistance of High-Voltage AlGaN/GaN HFETs // 24th Int. Symp. on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD). – 2012. – PP. 345–348.

7. Lee F., Su L.-Y., Wang C.-H. et al. Impact of gate metal on the performance of p-GaN/AlGaN/GaN high electron mobility transistors // IEEE Electron Device Letters. -2015. - Vol. 36, No. 3. - PP. 232–234.

8. Hwang I., Kin J., Choi H.S. et al. p-GaN gate HEMTs with tungsten gate metal for high threshold voltage and low gate current // IEEE Electron Device Letters. -2013. -Vol. 34, No 2. - PP. 202–204.

УДК 621.382.323

В.В. Федина, Е.В. Ерофеев, И.В. Федин

Моделирование нормально закрытых силовых GaN-HEMT в среде Silvaco TCAD

Представлены результаты технологического моделирования нормально закрытого силового транзистора с высокой подвижностью электронов на основе гетероструктуры AlGaN/GaN с подзатворной областью на основе p-GaN. Моделирование проводилось в среде Silvaco TCAD. Исследовались зависимость порогового напряжения и максимального тока стока от толщины барьерного слоя AlGaN и мольной доли алюминия в нем. Увеличение мольной доли алюминия от 0,1 до 0,3 в барьерном слое AlGaN приводит к снижению порогового напряжения от 3,3 до 2 В и росту тока насыщения транзистора с 3 до 60 мА. Увеличение толщины барьерного слоя AlGaN с 5 до 25 нм приводит к падению порогового напряжения с 3,2 до 1 В и увеличению тока насыщения исток-сток ($I_{\text{нас}}$) до максимального значения $I_{\text{нас}} = 46$ мА. Полученные результаты согласуются с данными из литературных источников.

Ключевые слова: технологическое моделирование, HEMT на основе GaN, гетероструктура, зонная диаграмма, передаточная характеристика.

Широкозонные полупроводники, такие как нитрид галлия (GaN) и карбид кремния (SiC), привлекают всё большее внимание разработчиков как перспективные материалы силовой электроники. В настоящее время транзисторы с высокой подвижноэлектронов на основе стью гетероструктур AlGaN/GaN рассматриваются как замена устаревшим кремниевым приборам, благодаря своим отличным свойствам, таким как низкое сопротивление в проводящем канале, высокая плотность тока и высокие пробивные напряжения [1, 2]. Однако для использования GaN-транзисторов в силовой электронике требуются транзисторы, работающие в режиме обогащения, со значением порогового напряжения $V_{\text{пор}} > 1$ В. В настоящее время одним из наиболее перспективных способов получения нормальнозакрытых GaN-транзисторов является использование подзатворной области на основе p-GaN. Целью настоящей работы является технологическое моделирование в среде Silvaco TCAD конструкции гетеростурктуры, требуемой для получения мощного GaN-транзистора, работающего в режиме обогащения. Моделирование заключалось в расчете зависимостей порогового напряжения V_{пор} и максимального тока стока транзистора Іси в зависимости от толщины барьерного слоя AlGaN, а также мольной доли алюминия в нем.

В работе использовалась транзисторная гетероструктура на основе pGaN/AlGaN/GaN, представленная на рис. 1. Структура включала в себя буферный слой GaN толщиной 2 мкм, легированный Fe, нелегированный канал из GaN (35 нм), барьерный слой на основе $Al_xGa_{1-x}N$ с мольной долей алюминия 25% и подзатворную область *p*-GaN (60 нм), легированную Mg. В качестве затворной металлизации использовался никель толщиной 140 нм.



Рис. 1. Поперечное сечение используемой транзисторной гетероструктуры AlGaN/GaN

На рис. 3 представлена передаточная характеристика транзистора, полученного в результате моделирования, и передаточная характеристика реального *p*-GaN/AlGaN/GaN-транзистора с такой же периферией и мольной долей алюминия в AlGaN. Пороговое напряжение ($U_{пор}$) смоделированного транзистора составило 2,6 В, что сравнимо с пороговым напряжением реального транзистора, составляющего 1,9 В. Возможно, данное расхождение вызвано упрощением модели, не учитывающим реальную высоту барьера Шоттки, сформированного металлом затвора к *p*-GaN-области.



Рис. 2. Зонная диаграмма моделируемого транзистора

Также в данной работе проводилось моделирование зависимости порогового напряжения (U_{nop}) и тока насыщения (I_{CH}) GaN-транзистора от мольной доли алюминия (x(Al)) в слое Al_xGa_{1-x}N. Толщина слоя *p*-GaN была фиксирована и составляла 60 нм.

Из рис. 4, *а* видно, что увеличение мольной доли алюминия от 0,1 до 0,3 приводит к снижению порогового напряжения от 3,3 до 2 В. Из рис. 2, *б* видно, что увеличение мольной доли алюминия приводит к росту тока насыщения транзистора с 3 до 60 мА. Оба полученных утверждения согласуются с результатами, полученными в [2].





Рис. 4. Зависимость порогового напряжения (U_{nop}) и тока насыщения (I_{hac}) от мольной доли Al (x(Al)), полученные в результате моделирования



Рис. 5. Зависимости порогового напряжения (U_{nopP}) и тока насыщения ($I_{\text{нас}}$) от толщины барьерного слоя AlGaN (d), полученные в результате моделирования

Так же в данной работе проводилось моделирование зависимости порогового напряжения (U_{nop}) и тока насыщения (I_{cu}) от толщины барьерного слоя AlGaN (*d*) при фиксированной мольной доле алюминия x(Al) = 0,25 (рис. 5). Как видно из рис. 5, *a*, увеличение толщины барьерного слоя AlGaN с 5 до 25 нм приводит к падению порогового напряжения с 3,2 до 1 В. Из рис. 5, *б* видно, что увеличение толщины слоя AlGaN с 5 до 15 нм приводит к увеличению тока насыщения исток-сток (I_{cu}) с 26 до 46 мА.

Дальнейшее увеличение толщины барьерного слоя приводит к падению тока насыщения стокисток. Полученные данные согласуются с результатами из [1].

Заключение

В данной работе приведены результаты моделирования нормально закрытого транзистора на основе гетероструктуры pGaN/AlGaN/GaN в среде Silvaco TCAD. Полученные результаты согласуются с данными из литературных источников.

В результате моделирования было установлено:

1. В подзатворной области образуется двойной гетеропереход на границе полупроводнков pGaN/AlGaN и AlGaN/GaN.

2. Увеличение мольной доли алюминия от 0,1 до 0,3 в барьерном слое AlGaN приводит к снижению порогового напряжения от 3,3 до 2 В и росту тока насыщения транзистора с 3 до 60 мА.

3. Увеличение толщины барьерного слоя AlGaN с 5 до 25 нм приводит к падению порогового напряжения с 3,2 до 1 В и увеличению тока насыщения исток-сток ($I_{\text{нас}}$) до максимального значения $I_{\text{нас}} = 46$ мА.

4. Полученные в результате моделирования электрические характеристики GaN-транзистора согласуются с результатами эксперимента.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (Соглашение № 14.577.21.0204 от 27.10.15). Уникальный идентификатор проекта RFMEFI57715X0204.

Литература

1. Taube A. Modelowanie normalnie wyłączonych tranzystorów HEMT AlGaN/GaN z bramką p-GaN // XII Krajova Konferencja Elektroniki. – 2013.

2. Madhurima V. Characteristics of AlGaN/GaN HEMT with PType GaN Gate and AlGaN Buffer // International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering. – 2013. – Vol. 1, Issue 10. – PP. 2358–2362.

УДК 621.396.41

Е.И. Ипатова, В.В. Каранский, И.А. Рогачёв

Формирование вжигаемых омических контактов к AIGaN/GaN HEMT

Представлены результаты формирования омических контактов к гетероструктурам AlGaN/AlN/GaN. Получена экспериментальная зависимость контактного сопротивления от толщины слоев металлизации Ti/Al/Ni/Au и режимов вжигания, а также зависимость сопротивления омических контактов от глубины рецесса. Ключевые слова: нитрид галлия, омические контакты, AlGaN/GaN-HEMT.

В настоящее время широкое применение для изготовления СВЧ-транзисторов, в частности транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT), находят гетероструктуры на основе нитрида галлия (AlGaN/GaN) [1], что обусловлено большой шириной запрещенной зоны ($\Delta E_g = 3,47$ эВ для GaN и $\Delta E_g = 6,2$ зВ для AlGaN), высоким пробивным напряжением ($U_{про6} > 100$ В), высокой слоевой концентрацией электронов ($n_e > 10^{13}$ см⁻²) и подвижностью носителей заряда (1500–2000 см²/В·с) в двумерном проводящем канале (2DEG).

Характеристики приборов определяются качеством гетероструктур AlGaN/GaN и постростовых операций, поэтому по мере ужесточения требований к параметрам и повышения степени сложности конструкций приборов особое внимание уделяется следующим операциям:

 – создание надежных контактов, способных выдерживать высокие рабочие температуры;

сочетание различных видов травления;

 отработка пассивации поверхности, создание диэлектрических слоев под затвором [2].

При создании омических контактов на гетероструктурах AlGaN/GaN возникают трудности с получением низкого удельного сопротивления и низкой шероховатости поверхности металлических слоев после процесса вжигания [3].

В общем случае создание омических контактов состоит из формирования рисунка контактов, нанесения многослойной системы металлизации и последующей высокотемпературной обработки. Наиболее распространенной является металлизация Ti-Al-Ni-Au [4]. Сопротивление омического контакта определяется соотношением толщин слоев Ti/Al, а для исключения образования соединений золота с алюминием вводят барьерный слой Ni. Слой Au необходим для уменьшения сопротивления металлизации.

Изменение рельефа металлизации происходит под действием больших температур обработки поверхности (T > 800 °C) и приводит к затруднению формирования металлизации затвора, а также сказывается на параметрах полевого транзистора. С другой стороны, снижение температуры вжигания омических контактов приводит к росту их сопротивления [4].

Таким образом, целью данной работы является формирование омических контактов к AlGaN/GaN- НЕМТ и анализ факторов, влияющих на их сопротивление.

Для формирования омических контактов использовались эпитаксиальные гетероструктуры AlGaN/AlN/GaN на сапфировой подложке (рис. 1), полученные методом MOCVD в физико-техническом институте им. А.Ф. Иоффе в г. Санкт-Петербурге.

<u> Si, N, 30 нм</u>
AlGaN (нелег.) 17 нм
AlN 0,7 нм
GaN (буфферный слой) 2500 нм
п/л - сапфир (Al ₂ O ₃) 0,43 мм

Рис. 1. Исходные структуры

В ходе экспериментов омические контакты были сформированы на 18 пластинах, на 12 из которых исследовалась зависимость сопротивления от толщины напыляемых металлов и температуры вжигания, а на 6 – влияние рецесса.

Согласно сопроводительному листу для получения вжигаемых омических контактов необходимо провести следующие операции:

1) формирование мезаизоляции (рис. 2):

 обработка поверхности пластин в кислородной плазме;

 – формирование фоторезистивной (ФР) маски (позитивный фоторезист SPR-700 толщиной 1,2 мкм);

– травление Si_xN_y и эпитаксиальных слоев (глубина 100 нм);

 – снятие ФР-маски и обработка пластин в органических растворителях;

2) формирование омических контактов (рис. 3):

 обработка пластин в кислородной плазме и освежение поверхности GaN;

 травление Si_xN_y и эпитаксиальных слоев (рецесс) через ΦР-маску;

 напыление многослойной металлизации Ti/Al/Ni/Au ;

 – снятие ФР-маски и обработка пластин в органических растворителях;

вжигание омических контактов и контроль параметров.

В табл. 1 показаны толщины слоев металлизации Ti/Al/Ni/Au ($d_{\rm ME}$), температура вжигания (T) и результаты измерения удельного сопротивления омических контактов ($R_{\rm C}$) методом длинных линий (TLM). Время вжигания составило 40 с.





Рис. 3. Омические контакты

Таблица 1 Параметры металлизации, вжигания и контактное сопротивление омических контактов

Образец	$d_{\rm ME}$, нм	T, ℃	$R_{\rm C}$, Ом·мм
1	10/70/90/50	830	1,2
2	10/70/90/50	850	1,28
3	10/70/90/50	870	1,33
4	10/70/50/50	830	1,3
5	10/70/50/50	850	1,35
6	10/70/50/50	870	1,36
7	20/140/50/50	830	0,9
8	20/140/50/50	850	1,17
9	20/140/50/50	870	1,18
10	20/140/90/50	830	1,4
11	20/140/90/50	850	1,42
12	20/140/90/50	870	1,46

По результатам экспериментов была получена зависимость сопротивления омических контактов от толщины слоев металлизации и температуры вжигания (рис. 4).

Из полученных данных видно, что при увеличении температуры вжигания удельное контактное сопротивление омических контактов также возрастает. Наименьшее сопротивление было достигнуто при толщине металлизации Ti/Al/Ni/Au 20/140/50/50 нм и при температуре вжигания T = 830 °C в течение 40 с и составило 0,9 Ом·мм.

Данные образцы были выбраны для изучения влияния рецесса на сопротивление омических контактов (табл. 2).



Рис. 4. Зависимость сопротивления омических контактов от толщины слоев металлизации Ti/Al/Ni/Au (нм) и температуры вжигания

Таблица 2 Параметры металлизации, глубины рецесса, вжигания и контактное сопротивление омических контактов

Образец	Металлизация	Глубина рецесса, нм	<i>T</i> , °C	<i>R</i> _C , Ом∙мм
13		0		0,9
14		6		0,81
15	Ti/Al/Ni/Au	8	020	0,66
16	20/140/50/50	12	830	0,62
17		15		0,39
18		18		1,1

Рецесс представляет собой формирование канавок в гетероструктуре под омические контакты с целью уменьшения их сопротивления (рис. 5).



Рис. 5. Рецесс под омические контакты

Влияние глубины рецесса на удельное сопротивление омических контактов показано на рис. 6, из которого видно, что удельное сопротивление омических контактов уменьшается по мере приближения к области 2DEG и возрастает при пересечении проводящего канала гетероструктуры.

В результате работы были получены вжигаемые омические контакты к гетероструктурам AlGaN/AlN/GaN, выбраны оптимальные толщины слоев металлизации (Ti/Al/Ni/Au 20/140/50/50 нм) и режимы вжигания (T = 830 °C, t = 40 с), при этом минимальное контактное сопротивление для образцов без рецесса составило 0,9 Ом·мм. После проведения рецесса на глубину 17 нм – 0,39 Ом·мм.



Рис. 6. Зависимость сопротивления омических контактов от глубины рецесса

Литература

1. Javorka P. Fabrication and characterization of Al-GaN/GaN high electron mobility transistors // Institute of Thin Films and Interfaces. -2004. -127 p.

2. Ковалев А.Н. Современные методы усовершенствования полевых AlGaN/GaN-гетеротранзисторов // Материалы электронной техники. – 2007. – № 2. – С. 4–17.

3. Рогачёв И.А. Особенности формирования омических контактов и затвора НЕМТ на гетероструктурах AlGaN/GaN / И.А. Рогачёв, А.В. Князьков, О.И. Мешков, А.С. Курочка // Перспективные технологии, оборудование и аналитические системы для материаловедения и наноматериалов. – 2016. – С. 18–25.

4. Павлов А.Ю. Влияние технологических приемов на морфологию и сопротивление омических контактов к гетероструктурам на основе GaN / А.Ю. Павлов, В.Ю. Павлов, Ю.В. Федоров // Мокеровские чтения. 5-я науч.-практ. конф. по физике и технологии наногетероструктурной СВЧ-электроники, 21–22 мая 2014 г.: тезисы докл. – М.: НИЯУ МИФИ, 2014. – С. 27–28.

УДК 621.396.41

В.В. Каранский, Е.О. Ипатова

Влияние электронной обработки на электропроводность приповерхностных слоев марганец-цинковых ферритов

Установлено, что решающее влияние на электрофизические свойства (электропроводность, концентрация ионизированных донорных центров) оказывают двухвалентные катионы железа Fe⁺². Методом инфракрасной Фурье-спектроскопии исследуется распределение катионов железа Fe⁺² в Mn-Zn феррите структуры шпинели, полученного методом термического спекания.

Ключевые слова: феррит, шпинель, инфракрасная Фурье-спектроскопия, электропроводность, электронный пучок.

Ферриты структуры шпинели нашли широкое применение для изготовления элементной базы микроэлектроники радиочастотного и СВЧ-диапазона. Широкое распространение получили марганеццинковые ферриты, в которых становится возможным управление магнитными и электрическими свойствами за счет изменения их микро- и наноструктуры. Поэтому наряду с влиянием объемной микроструктуры материала на свойства ферритов, влияние также будет оказывать и поверхностная микроструктура. В настоящее время наиболее перспективным методом для изменения свойств приповерхностных слоев материалов является электронная обработка. Все больше работ посвящается исследованию возможности изменения электрофизических характеристик в приповерхностных слоях путем воздействия не поверхность низкоэнергетического электронного пучка [1, 2]. К примеру, слои с повышенной электропроводностью используют при создании приборов и устройств, такой развивающейся отрасли электроники, как спинтроника.

В работе исследуются поликристаллические Mn-Zn-ферриты химического состава Mn_{0,6}Zn_{0,4}Fe₂O₃. Образцы были изготовлены методом термического спекания и имели цилиндрическую форму диаметром 1,5 см и толщиной 0,5 см. Обработка поверхности Mn-Zn-феррита проводилась с помощью электронной пушки с плазменным источником электронов. В таблице приведены параметры электронно-лучевой обработки.

Параметры электронно-лучевой обработки Mn-Zn-феррита

N⁰	<i>I</i> , мА	<i>U</i> , кВ	P_{S} , Bт/см ²
1	130	5	380
2	230	6	810

В результате низкоэнергетического электроннолучевого воздействия в приповерхностных слоях Mn-Zn-ферритов изменялся фазовый и химический состав.

Исследования химического и фазового состава приповерхностных слоев Mn-Zn-ферритов проводились на растровом электронном микроскопе TM-1000 (Hitachi, Япония) и инфракрасном Фурьеспектрометре («Инфралюм ФТ-801»).

На рис. 1, *а* представлена микроструктура поверхности Mn-Zn-феррита до обработки низкоэнергетическим электронным пучком с размером зерна 5–20 мкм.

Из рис. 1, *а* видно, что морфология данной поверхности имеет микроскопические структурные нарушения – поверхностные дефекты, которые в

значительной степени определяют электрофизические свойства (поверхностное сопротивление, электропроводность) приповерхностных слоев твердых тел. На рис. 1, δ и *в* представлены микроструктуры поверхности Mn-Zn-феррита после обработки низкоэнергетическом электронным пучком с плотностью мощности 380 и 810 Вт/см² соответственно. Из рисунков видно, что увеличение плотности мощности электронного пучка приводит к уменьшению количества межзеренных границ и пор (уменьшению концентрации поверхностных дефектов), что приведет к улучшению электрофизических свойств приповерхностных слоев Mn-Zn-ферритов.



 TM-1000 0861
 2017.05.13
 12:04 L
 100 um



Рис. 1. Микроструктуры поверхности Mn-Zn-ферритов исходного образца (*a*), обработанных электронным пучком с плотностью мощности 380 Bт/см² (*б*) и 810 Bт/см² (*в*)

На рис. 2 представлена температурная зависимость электропроводности Mn-Zn-феррита. Электропроводность измерялась четырехзондовым методом.



Рис. 2. Температурная зависимость электропроводности исходного феррита (1) и обработанных электронным пучком с плотностью мощности 380 Вт/см² (2) и 810 Вт/см² (3)

Из рис. 2 видно, что при увеличении плотности мощности электронного пучка увеличивается электропроводности в приповерхностных слоях. Увеличение электропроводность можно объяснить, используя теорию Верви [3–5]. Предположение Верви основано на том, что на механизм электропроводности магнитных материалов решающее влияние оказывают двухвалентные катионы железа Fe²⁺. Ионы железа начинают обмениваться валентностями при условии, что в феррите в эквивалентных кристаллографических узлах решетки располагаются ионы, имеющее валентность, отличающуюся на единицу [6]. Новое валентное состояние перемещается по кристаллу и увеличивает электропроводность при условии, что концентрация ионов с переменной валентностью велика. Очевидно, для подтверждения данной гипотезы необходимо определить концентрацию ионизированных донорных центров Fe²⁺. Концентрация ионизированных донорных центров Fe^{2+} имеет порядок $10^{25}-10^{26}$ м⁻³, что подтверждает увеличение электропроводности.

Для подтверждения теории Верви и интерпретации полученных результатов представляет интерес информация об инфракрасных Фурье-спектрах Mn-Zn-феррита.

На рис. 3 представлены инфракрасные Фурьеспектры отражения Mn-Zn-феррита структуры шпинели.

Из рис. З видно, что при увеличении плотности мощности электронного пучка увеличивается амплитуда валентных колебаний химической связи FeO, что связано с увеличением концентрации ионов Fe²⁺. Увеличение концентрации ионов Fe²⁺ связано с восстановлением трехвалентного железа, что связано с потерей кислорода.

Установлено, что изменение структуры приповерхностного слоя связано с частичной потерей в решетке феррита кислорода и частичным переходом

трехвалентного железа в двухвалентное, показано, что решающее влияние на электрофизические характеристики Mn-Zn-ферритов оказывают двухвалентные ионы железа Fe^{2+} , а также получены слои с повышенной электропроводностью (с 0,1 до $80 \text{ Om}^{-1}\text{m}^{-1}$) в результате низкоэнергетического электронно-лучевого воздействия.



Рис. 3. Инфракрасные Фурье-спектры исходного феррита (1) и обработанных электронным пучком с плотностью мощности 380 Вт/см² (2) и 810 Вт/см² (3)

УДК 621.382.2

О.Н. Минин, Д.И. Засухин, Е.А. Викторова

Литература

1. Саврук Е.В., Смирнов С.В. Исследование структуры алюмооксидной керамики после электронной и лазерной обработки // Заводская лаборатория. Диагностика материалов. – 2011. – Т. 77, № 6. – С. 32–35.

2. Savruk E.V., Smirnov S.V. Nanotexturing of ceramic products surface by means of low-energy electron and laser exposure // 12th International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2011. – Proceedings, 2011. – PP. 96–99.

3. Распределение катионов в механосинтезированном магнетите / С.И. Новиков, Е.М. Лебедева и др. // Физика твердого тела. – 2002. – Т. 44, №1. – С. 119–127.

4. Бокий Г.Б. Введение в кристаллохимию. – М.: МГУ, 1954. – 405 с.

5. Шуберт К. Кристаллические структуры двухкомпонентных фаз. – М.: Металлургия, 1978. – 531 с.

6. Левин Б.Е. Физико-химические основы получения, свойства и применения ферритов / Б.Е. Левин, Ю.Д. Третьяков, Л.М. Летюк. – М.: Металлургия, 1979. – 427 с.

Формирование отражающего контакта Ni/Ag к *p*-области светодиодных кристаллов на основе GaN

Представлены результаты измерения удельного контактного сопротивления к *p*-слою нитрида галлия системы металлов Ni/Ag. Впервые исследовано влияние нанесения контакта в двух вакуумных циклах с предварительным окислением Ni. Проведено сравнение параметров омических контактов к *p*-слою GaN и характеристик светодиода при отжиге в различных средах (N₂+O₂ и N₂) и при различных температурах. Ключевые слова: светодиод, нитрид галлия, омический контакт, Ni/Ag.

В настоящее время область применения светодиодных источников света продолжает расти в связи с тем, что светодиоды обладают рядом преимуществ: высокая светоотдача, большой срок службы и малое энергопотребление.

Светодиодная flip-chip-конструкция базируется на том, что вывод основной части генерируемого излучения осуществляется через сапфировую подложку. Для этого контакт к *p*-GaN-слою, занимающий большую площадь кристалла, должен обладать хорошими отражающими свойствами. Наиболее распространенным вариантом контакта к *p*-GaNслою является система металлов Ni/Au [1, 2], однако отражающие способности такого контакта невысоки. Успешным решением увеличения светоотдачи является замена слоя Au на слой Ag [3].

Важным требованием для формирования омического контакта на основе Ni/Au(Ag) к *p*-GaN-слою является проведение процесса отжига в окислительной среде [2]. В результате этого происходит образование прозрачной пленки NiO_x, через которую осуществляется диффузия атомов Au(Ag) из металла в полупроводник и атомов Ga из полупроводника в металл. Образование соединения Au(Ag)-Ga приводит к росту числа вакансий Ga в p-слое нитрида галлия [4]. Также происходит взаимодействие кислорода с остаточными в приповерхностном слое атомами водорода с последующим образованием H₂O. Наличие водорода является следствием легирования структуры атомами Mg в процессе эпитаксиального выращивания с применением MgH₂. Накопление атомов водорода в приповерхностном слое уменьшает концентрацию свободных носителей. Взаимодействие с кислородом позволяет увеличить концентрацию свободных носителей за счет удаления атомов водорода [1].

Стоит также отметить, что в результате термического воздействия на омические контакты на основе серебра в среде кислорода происходит формирование пузырьков, рост дырок и агломератов серебра. Образование данных дефектов подробно описано в статье [5].

В данной работе представлен метод формирования омического контакта к *p*-слою GaN на основе
Ni/Ag путем напыления металлов в двух вакуумных циклах: напыление тонкого слоя Ni (2 нм) методом электронно-лучевого испарения, напыление Ag (200 нм) методом термического испарения. На основе полученных контактов были изготовлены светодиодные кристаллы и проведены измерения вольтамперных характеристик, а также измерение светоотдачи.

Эксперимент

Изготовление светодиодных кристаллов осуществлялось на основе эпитаксиальной структуры GaN, выращенной на профилированной подложке сапфира методом газофазной эпитаксии. Профиль сапфировой подложки представляет собой каскад равносторонних конусов высотой 1,5 мкм. Состав эпитаксиальной структуры следующий: *p*-слой GaN толщиной 0,15 мкм легированный Mg с концентрацией 10^{17} см⁻³, 5 пар квантовых ям InGaN/GaN, *n*-слой GaN толщиной 5 мкм, легированный Si с концентрацией 10^{18} см⁻³, буферный нелегированный GaN-слой толщиной 3 мкм.

Омический контакт к *n*-слою-GaN выполнен на основе системы металлов Ti/Al/Ni/Au (10/100/30/100 нм), полученной методом электронно-лучевого испарения с последующим быстрым термическим отжигом в среде азота при температуре 710 °C в течение 30 с.

Омический контакт к *p*-слою GaN выполнен на основе металлов Ni/Ag (2/200 нм). Формирование пленки Ni осуществлялось методом электроннолучевого испарения. Далее пленка Ag была сформирована методом термического испарения. Быстрый термический отжиг контакта осуществлялся в среде N₂+O₂ и в среде N₂ при различных температурах и времени процесса.

Для оценки удельного контактного сопротивления был использован метод CTLM (circular transmission line method), заключающийся в использовании радиальной геометрии контактных площадок [6]. Расстояние между площадками составляет 10, 15, 20, 25 и 30 мкм при фиксированном размере внешнего радиуса 100 мкм (рис. 1).

Для оценки светоотдачи полученных кристаллов использовалась величина генерируемого фототока в результате облучения кремниевого фотодиода ФД-24К.



Рис. 1. Схематический вид тестов CTLM

Результаты

Отжиг контактов проводился при температурах 300, 350 и 400 °C в течение 60 с. Результаты измерений удельного контактного сопротивления представлены на рис. 2 и 3.

Из рис. 2 видно, что в среде N_2 при температурах отжига 300 и 350 °C полученные контакты не являются омическими. Удельное контактное сопро-

тивление омического контакта при отжиге 350 °C 60 с равно $4 \cdot 10^{-1}$ Ом·см², что не является удовлетворительным результатом. Однако, при отжиге омического контакта при температуре 400 °C 60 с в среде N₂ наблюдается линейность ВАХ, это говорит о том, что сформированный контакт является омическим, и его удельное контактное сопротивление равно $4 \cdot 10^{-3}$ Ом·см².



Рис. 2. ВАХ омических контактов на основе Ni/Ag, отожженных в среде N₂ при различных температурах: a - 300 °C 60 c; b - 350 °C 60 c; c - 400 °C 60 c



Рис. 3. ВАХ омических контактов на основе Ni/Ag, отожженных в среде N₂+O₂ при различных температурах: a - 300 °C 60 c; b - 350 °C 60 c; c - 400 °C 60 c

Из рис. З видно, что в среде N_2+O_2 при температурах отжига 300 °C полученные контакты не являются омическими. Удельное контактное сопротивление омического контакта при отжиге 300° C 60 с равно 6·10⁻² Ом·см². С увеличением температуры отжига до 350 °C наблюдается выпрямление ВАХ и уменьшение удельного контактного сопротивления до 2·10⁻⁴ Ом·см². При отжиге в среде N_2+O_2 при 400 °C было получено минимальное значение удельного контактного сопротивления $8\cdot10^{-5}$ Ом·см².

Как видно из полученных результатов, наименьшее значения удельного контактного сопротивления достигается при отжиге в течение 60 с при температуре 400 °C как в N₂, так и в N₂+O₂, $4 \cdot 10^{-3}$ и $8 \cdot 10^{-5}$ Ом·см² соответственно. Достаточно большое различие полученных значений удельного контактного сопротивления можно объяснить тем, что при отжиге в N₂ влияние активации примеси Mg гораздо меньше, чем при отжиге в N₂+O₂. Максимальное значение отжига в 400 °C обусловлено тем, что при больших температурах серебро начинает собираться в капли, что приводит к значительному снижению коэффициента отражения [5]. На рис. 4 представлен внешний вид полученных контактов в различных средах отжига.



Рис. 4. Внешний вид омического контакта Ni/Ag к *p*-слою GaN после отжига в среде: $a - N_2$; $\delta - N_2 + O_2$

Значение удельного контактного сопротивления у контакта, полученного после отжига в N_2+O_2 , значительно меньше, чем у контакта, полученного в N_2 . Однако внешний вид контактов показывает, что поверхность контакта, полученного в N_2 , имеет более гладкую поверхность, что говорит о ее большей отражающей способности. Шероховатость поверхности серебра составила 20 и 50 нм в средах N_2 и N_2+O_2 соответственно. На рис. 5 представлен график зависимости коэффициента отражения от длины волны падающего света.

Из представленных на рис. 5 графиков видно, что коэффициент отражения контакта, полученного при отжиге в среде N_2+O_2 при длинах волн синего диапазона (460–480 нм), составляет 88–91%. С другой стороны, контакт, полученный в среде N_2 , имеет больший коэффициент отражения: 93–95%.

На основе полученных контактов были изготовлены светодиодные кристаллы. Также были изготовлены кристаллы с контактом к *p*-слою GaN на основе Ni/Au. Результаты измерения светоотдачи полученных кристаллов, а также BAX представлены на рис. 6 и 7.

Как видно из рис. 6 и 7, замена контакта на основе золота на контакт на основе серебра позволяет увеличить значение светоотдачи в 2,7 раза при рабочем токе светодиода 350 мА. Полученные в результате этого кристаллы с контактом на основе серебра имеют коэффициент полезного действия ~30% по сравнению с кристаллами с контактом на основе золота ~13%.





Рис. 6. Зависимость фототока от рабочего тока для светодиодных кристаллов с омическим контактом на основе: a - Ni/Ag (отжиг в N_2+O_2); b - Ni/Ag (отжиг в N_2); c - Ni/Au (отжиг в N_2+O_2)





Также из рис. 6 видно, что при рабочем токе светодиода в 350 мА значение фототока светодиода с

омическим контактом к *p*-области GaN Ni/Ag, отожженным в среде N_2+O_2 , на 20% выше, чем у светодиода с омическим контактом Ni/Ag, отожженным в среде N_2 . Данный факт говорит о том, что на светоотдачу наибольшее влияние оказывает общее сопротивление светодиода, чем незначительный прирост по коэффициенту отражения (~5%).

Заключение

Представленный способ создания омического контакта на основе серебра позволяет изготовить контакт к *p*-области-GaN со значением удельного контактного сопротивления $4 \cdot 10^{-3}$ и $8 \cdot 10^{-5}$ Ом·см² после отжига в среде N₂ и N₂+O₂ соответственно. Полученные контакты имеют коэффициент отражения 88–91% при отжиге в N₂+O₂, и 93–95% при отжиге в N₂. Значение светоотдачи полученных кристаллов, использующих контакт на основе серебра, в 2,7 раза больше, чем у кристаллов с контактом на основе золота. Значение коэффициента полезного действия таких кристаллов ≈30%.

Литература

1. Qiao D. A study of the Au/Ni ohmic contact on p-GaN / D. Qiao, L. S. Yu, S. S. Lau et al. // J of Applied Physics. – 2000. – Vol. 88, No. 7. – PP. 4196–4200.

2. Lee Ch-T. Mechanism Investigation of NiO_x in Au/Ni/p-Type GaN Ohmic Contacts Annealed in Air / Ch-T Lee, Y-J Lin, T-Hs Lee // J of Electronic Materials. – 2003. – Vol. 32, No. 5. – PP 341–345.

3. Kumbham V. Ohmic and Highly Reflective Ag based contacts on *p*-GaN for Resonant Cavity Light Emitting Diodes / V. Kumbham, S. Kuchibhatla, K. Lee et al. // Mater. Res. Soc. Symp. Proc. – 2011. – Vol. 1288.

4. Jang H.W. Mechanism for ohmic contact formation of Ni/Ag contacts on p-type GaN / Ho Won Jang, Jong-Lam Lee // J. of Applied Physics. – 2004. – Vol. 85, No. 24. – PP. 5919–5922.

5. Sharma S.K. Hillock formation, hole growth and agglomeration in thin silver films / S. K. Sharma, J. Spitz // Thin Solid Films. – 1980. – No. 65. – PP. 339–350.

6. Marlow G.S. The effects of contact size and non-zero metal resistance on the determination of specific contact resistance / G.S. Marlow, M.B. Das // Solid-State Electronics. – 1982. – Vol. 25, No. 2. – PP. 91–94.

УДК 621.3.049.77

А.А. Попов, Д.В. Билевич, Т.Ю. Сидорюк, И.В. Кулинич, А.С. Сальников

Построение поведенческих моделей процесса проявления фоторезистивной маски

Рассмотрены методы построения поведенческих моделей процесса проявления первичной фоторезистивной маски. Разработаны поведенческие модели с использованием двух методов машинного обучения: линейной регрессии и искусственной нейронной сети. Построенные модели позволяют предсказывать ширину бокового проявления первичной фоторезистивной маски на основе параметров проявителя и режима проявления. Ключевые слова: первичная фоторезистивная маска, боковое проявление, машинное обучение, линейная регрессия, искусственные нейронные сети.

В настоящее время при производстве СВЧ-электроники широко применяются гетероструктурные полевые транзисторы с высокой подвижностью электронов (НЕМТ) на основе полупроводниковых соединений АШВV. Важным этапом производства НЕМТ-транзисторов является блок формирования затвора [1].

Существует несколько технологий получения затвора в зависимости от его конфигурации (трапециевидные, Т-образные, Y-образные) и требуемых геометрических параметров. В основе каждой из технологий лежит метод получения фоторезистивной маски, через которую производится напыление металлизации затвора. При разработке технологии проявления маски особую сложность представляет определение параметров технологического режима, а также выявление факторов, наиболее сильно влияющих на процесс проявления.

В данной статье рассматриваются поведенческие модели процесса проявления фоторезистивной маски, применяемые для предсказания величины бокового проявления первичной маски, а также выявления фактора процесса, наиболее сильно влияющего на данную величину. Поведенческие модели построены с применением методов машинного обучения и анализа данных (искусственные нейронные сети, многомерная линейная регрессия) [2]. В качестве исходных данных были использованы результаты серии реальных экспериментов по проявлению первичной фоторезистивной маски.

Описание эксперимента

Экспериментальные данные для построения поведенческих моделей были получены при формировании затвора методом направленного двойного углового напыления. Особенностью данного метода является угловое напыление вторичной диэлектрической маски через первичную фоторезистивную маску для уменьшения длины затвора СВЧтранзистора.

При формировании затвора данным методом в процессе травления подзатворного заглубления существует вероятность травления высоколегированной n^+ области на периферии. Это обусловлено наличием зазора между первичной и вторичной масками. Данный зазор образуется из-за большого бокового проявления нижнего слоя фоторезиста в пер-

вичной маске. Для уменьшения вероятности травления высоколегированных n^+ -областей необходимо контролировать ширину бокового проявления нижнего слоя фоторезиста в первичной маске. Микрофотография травления подзатворного заглубления по вторичной маске с протравленными n^+ областями представлена на рис. 1.



Рис. 1. Травление высоколегированных областей при формировании подзатворного заглубления

Для проведения эксперимента использовались полупроводниковые подложки GaAs. При формировании первичной фоторезистивной маски подложки подвергались химической очистке путём обработки в органических растворителях и последующей сушки в потоке азота. Далее следовала термическая обработка пластин для удаления остатков растворителя.

На очищенные пластины методом центрифугирования последовательно наносились слои фоторезистов LOR5В и AZ1505. При этом каждый нанесённый слой просушивался при определённой температуре. Вскрытие окна в верхнем слое фоторезиста было проведено путём последовательного экспонирования и проявления.

При проведении экспериментов по проявлению нижнего слоя фоторезиста и определении факторов, влияющих на ширину бокового проявления, в качестве переменных процесса были выбраны 5 переменных, включающих геометрические размеры масок, параметры состава проявителя, а также время проявления.



Рис. 2. Боковое проявление нижнего слоя фоторезиста в первичной маске

Для удаления проявителя пластины погружались в деионизированную воду. Ширина бокового проявления измерялась на электронном микроскопе. На рис. 2 представлены микрофотографии бокового проявления фоторезиста.

Математические методы построения поведенческих моделей

В данной статье используются следующие условные обозначения: скалярные величины определяются строчным курсивом, векторы в общем случае являются векторами-столбцами и обозначаются жирным строчным курсивом (например, x). Матрицы представлены жирным прописным курсивом (например, X), где x_{ij} (i = 1, ..., I; j = 1, ..., J) является ij-м элементом матрицы $X(I \times J)$. Операция транспонирования матрицы обозначена через надстрочный индекс T (например, X^T).

В теории машинного обучения наблюдения принято называть множеством объектов X, а наблюдаемые переменные – множеством ответов У. Зависимость, связывающая множество объектов с множеством ответов, называют целевой функцией $y^*: X \to Y$, значения которой $y_i = y^*(x_i)$ известны только на конечном подмножестве объектов $\{x_1, \ldots, x_i\} \subset X$. Пары «объект-ответ» (x_i, y_i) называются прецедентами, а совокупность пар $X^{l} = (x_{i}, y_{i})_{i=1}^{l}$ называется обучающей выборкой. Задача обучения по прецедентам заключается в том, чтобы по выборке X¹ восстановить зависимость y^* , т.е. построить функцию $a: X \to Y$, которая приближала бы целевую функцию $y^*(x)$, причём не только на объектах обучающей выборки, но и на всём множестве Х. Если имеется несколько признаков $f_1, ..., f_n$, то вектор $f = (f_1(x), ..., f_n(x))$ называют признаковым описанием объекта $x \in X$. Совокупность признаковых описаний всех объектов выборки X¹, записанную в виде таблицы размера $l \times n$, называют матрицей объектов-признаков.

В данной работе объектами являются экспериментальные наблюдения, ответами – результаты измерения ширины бокового проявления, а признаковое описание объекта формируется из переменных, влияющих на процесс проявления.

Линейный регрессионный анализ – это статистический метод, позволяющий установить и исследовать связь между двумя и более переменными при условии, что функция зависимости является линейной. Целью регрессионного анализа является построение поведенческой модели, которая предсказывает взаимосвязь между контролируемыми входными факторами (входными данными) и заданным откликом (наблюдаемым значением).

Линейная модель регрессии представляет собой линейную комбинацию признаков с коэффициентами $\boldsymbol{\alpha} \in \mathbb{R}^{n}$:

$$g(x, \boldsymbol{\alpha}) = \sum_{j=1}^{n} \alpha_j f_j(x).$$

значениях функционал Q принимает вид

$$Q(\boldsymbol{\alpha}, X^{l}) = \sum_{i=1}^{l} (g(x_{i}, \boldsymbol{\alpha}) - y_{i})^{2} = \|\boldsymbol{F}\boldsymbol{\alpha} - \boldsymbol{y}\|^{2} \to \min_{\boldsymbol{\alpha}}$$

В матричном виде необходимое условие минимума записывается в виде

$$\frac{\partial Q}{\partial \alpha}(\alpha) = 2F^T (F\alpha - y) = 0,$$

откуда следует, что

$$\boldsymbol{F}^T \boldsymbol{F} \boldsymbol{\alpha} = \boldsymbol{F}^T \boldsymbol{y}.$$

Данная система линейных уравнений относительно α называется нормальной системой для задачи наименьших квадратов [3]. Если матрица $F^T F$ размера $n \times n$ не вырождена, то решением нормальной системы является вектор

$$\boldsymbol{\alpha}^* = \left(\boldsymbol{F}^T \boldsymbol{F}\right)^{-1} \boldsymbol{F}^T \boldsymbol{y} = \boldsymbol{F}^+ \boldsymbol{y} \,.$$

Матрица $F^{+} = (F^{T}F)^{-1}F^{T}$ называется псевдообратной для прямоугольной матрицы *F*. Подставляя найленное решение в исхолный функционал

ляя найденное решение в исходный функционал, получаем

$$Q(\boldsymbol{a}^*) = \|\boldsymbol{P}_F \boldsymbol{y} - \boldsymbol{y}\|^2$$
,
где $P_F = \boldsymbol{F}\boldsymbol{F}^+ = \boldsymbol{F}(\boldsymbol{F}^T\boldsymbol{F})^{-1}\boldsymbol{F}^T$ — проекционная

матрица.

Для построения моделей процессов, которые являются нелинейными по отношению к входным параметрам, требуются более сложные методы. Одним из таких методов является искусственная нейронная сеть [4]. Возможности обучения, а также высокая адаптивность и робастность искусственных нейронных сетей позволяют применять их для решения сложных задач, где другие традиционные математические методы не дают желаемых результатов. Нейронные сети способны устанавливать сложные соответствия между зашумленными и/или нелинейными данными, определяя взаимосвязи между различными наборами входных и выходных данных. Искусственная нейронная сеть представляет собой сеть соединённых между собой нейронов. Выходные данные такой сети являются взвешенными нелинейными преобразованиями входных данных [5].

Построение поведенческих моделей

После проведения 59 экспериментов была составлена матрица F входных параметров и матрица Y, содержащая соответствующие значения ширины бокового проявления. Матрицы значений F и Yбыли разделены на две выборки: обучающую (50 наблюдений) и контрольную (9 наблюдений). При построении линейной регрессионной модели был рассчитан вектор параметров α . Для построения нелинейной модели было произведено обучение искусственной нейронной сети с двумя скрытыми слоями по методу обратного распространения ошибки. Для того чтобы порядок входных величин не влиял на адекватность модели, было применено центрирование и шкалирование данных. Оценка точности моделей производилась по обучающей и по контрольной выборке ввиду малого числа экспериментальных наблюдений.

На рис. 3 представлены графики, характеризующие точность построенных моделей. Прямая, проходящая через начало координат, соответствует точному совпадению предсказанного и измеренного значения. По отклонению точки от данной прямой можно судить о величине ошибки, т.е. об отклонении предсказанного значения от действительного.

Из рисунка видно, что построенная модель на основе нейронной сети с достаточной точностью предсказывает ширину бокового проявления фоторезиста как на обучающей, так и на тестовой выборке. Для повышения точности модели на основе линейной регрессии требуется больший объём обучающей выборки для более точного определения вектора параметров.



 δ – на основе нейронной сети

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

Также из уравнения модели на основе линейной регрессии был определён фактор, который вносит наибольший вклад в боковое проявление фоторезиста. Для переменной «состав раствора» было получено максимальное абсолютное значение коэффициента регрессии.

Заключение

Результаты исследования показали возможность применения методов машинного обучения для построения моделей технологических процессов. Построенная модель на основе искусственной нейронной сети обладает высокой обобщающей способностью, поскольку способна предсказывать ширину бокового проявления на основе параметров, используемых при проведении процесса проявления, с достаточной точностью.

Однако, для модели на основе линейной регрессии требуется обучающая выборка большего объёма (большее число экспериментальных наблюдений).

Литература

1. Ерофеев Е.В. Способ формирования наноразмерного затвора для GaAs-CBЧ-транзисторов с высокой подвижностью электронов / Е.В. Ерофеев, А.И. Казимиров, И.В. Кулинич // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 2(26), ч. 1. – С. 53–56.

2. Изучение подходов к построению поведенческих моделей технологического процесса / А.А. Попов, Д.В. Билевич, Т.Ю. Сидорюк, А.С. Сальников // Матер. Междунар. науч.-техн. конфер. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2017». – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2017. – С. 140–142.

3. Воронцов К.В. Математические методы обучения по прецедентам (теория обучения машин) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.machinelearning.ru/wiki/images/6/6d/Voron-ML-1.pdf, свободный (дата обращения: 29.07.2017).

4. Haykin S. Neural Networks: A Comprehensive Foundation. – 2nd ed. – NJ: Prentice-Hall, 1998. – 842 p.

5. May Gary S. Fundamentals of semiconductor manufacturing and process control / Gary S. May, Costas J. Spanos. – NJ: Willey-Interscience, 2006. – 463 p.

УДК 621.382.323

Д.В. Билевич, А.А. Попов, Т.Ю. Сидорюк, А.С. Сальников

Экстракция параметров источника тока I_{ds} в нелинейной модели

Описан способ экстракции параметров источника тока *Ids* в нелинейной модели Angelov. Представлены результаты моделирования BAX транзистора и сравнение полученных результатов с реальными измерениями транзистора с высокой подвижностью электронов на основе GaAs. Среднеквадратичное отклонение по всем точкам BAX составляет 2,73 мA (при *Ids*_{max} = 110 мA).

Ключевые слова: нелинейная модель, большесигнальная модель Angelov, GaAs pHEMT, экстракция параметров.

Современные требования к СВЧ-монолитным интегральным схемам (МИС) могут сильно различаться от области их применения. Например, для военной и космической промышленности качество таких схем должно быть очень высоко. Достижение высокого качества СВЧ МИС возможно при изготовлении данных схем на основе транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT - High Electron Mobility Transistor). При проектировании таких схем используются как малосигнальные модели, так и большесигнальные модели. Малосигнальные модели позволяют описать поведение транзистора в определённой рабочей точке на всём диапазоне рабочих частот в условиях низкой мощности сигнала. Большесигнальные модели применяются для описания поведения транзистора во всех рабочих точках одновременно при разных уровнях мощности сигнала [1].

На сегодняшний день известны несколько нелинейных моделей: CFET, EEHEMT, Angelov, каждая из которых позволяет описать требуемые характеристики [2]. Среди перечисленных моделей модель Angelov достаточно точно описывает характеристики транзисторов, изготовленных на основе GaAs и GaN, а также позволяет учитывать влияние электротермических эффектов, что невозможно при использовании модели EEHEMT.

Процесс построения большесигнальных (нелинейных) моделей включает в себя несколько этапов. В данной статье приводится описание одного из этапов, а именно экстракция параметров источника тока *Ids*.

Методика получения параметров

В используемой большесигнальной модели поведение источника Ids описывается следующими параметрами: R_d , R_s , I_{pk0} , V_{pks} , ΔV_{pks} , P_1 , P_2 , P_3 , α_r , α_s , λ, B₁, B₂, L_{sb0}, V_{tr}, V_{sb2}. Для экстракции параметров источника тока используются данные ВАХ исследуемого транзистора. Данный набор параметров можно объединить по группам в зависимости от влияния параметров на вид ВАХ. Параметры V_{pks}, ΔV_{pks} , P_1 , P_2 и P_3 являются основными параметрами, определяющими поведение тока в активном режиме. Параметры R_d, R_s, α_r и α_s определяют поведение ВАХ в области отсечки до коленного напряжения *V*_{knee}. Параметр λ описывает модуляцию канала. Параметры L_{sb0} , V_{tr} и V_{sb2} соответствуют участку пробоя на ВАХ транзистора. Схематично вышесказанное обобщено на рис. 1.

Значения параметров R_d и R_s получают из малосигнальной модели [3]. Параметр I_{pk0} определяется как половинное значение тока в точке $V_{ds} = V_{knee}$ и при положительном напряжении на затворе V_{gs} . Значения параметров α_r , α_s и λ определяются по наклону ВАХ (рис. 2) в областях, на которых эти параметры влияют на вид ВАХ. Значение параметра V_{pks} находится на пересечении значения I_{pk0} и проходной ВАХ. Найденные таким образом значения являются первым приближением.



Рис. 1. Области влияния параметров источника тока Ids на выходную ВАХ транзистора



Для того чтобы уточнить уже найденные параметры, а также получить значения остальных параметров, проводилась аппроксимация поверхности ВАХ. Аппроксимация проводилась линейным методом наименьших квадратов. Уравнение для поверхности было взято из [4]. Ниже представлено уравнение, описывающее поверхность ВАХ через искомые параметры.

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

$$\times (1 + \lambda \cdot V_{ds} + L_{sb0} \cdot \exp(V_{gs} - V_{ds} - V_{tr})), \qquad (1)$$

где

$$\Psi = P_{1m} \cdot (V_{gs} - V_{pkm}) + P_2 \cdot (V_{gs} - V_{pkm})^2 + P_3 (V_{gs} - V_{pkm})^3,$$

$$V_{pkm} = V_{pks} - \Delta V_{pks} + \Delta V_{pks} \cdot \tanh(\alpha_s \cdot V_{ds}) - V_{sb2} \cdot (V_{gs} - V_{ds} - V_{tr})^2,$$

$$P_{1m} = P_1 \cdot (1 + B_1 / \cosh^2(B_2 \cdot V_{ds})).$$

Аппроксимация проводилась с использованием метода доверительных областей для минимализации

целевой функции. Данный алгоритм в процессе оптимизации выполнялся до 400 раз.

Полученные параметры после аппроксимации позволяют получить достаточно близкую ВАХ транзистора.

Результаты экспериментов

Для проверки предложенная выше методика была использована для получения ВАХ СВЧ-транзистора. Исходные данные были получены при исследовании транзистора, изготовленного по 0,15 мкм GaAs-pHEMT-технологии с шириной затвора 160 мкм. На рис. 3 представлено сравнение измеренной ВАХ реального транзистора, изготовленного на основе GaAs и построенной модели.

На основе полученных результатов можно сделать вывод, что данная методика позволяет получить достаточно точное описание ВАХ без применения оптимизации. Среднеквадратичное отклонение составило 2,725 мА при максимальном значении Ids = 110 мА.

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.



Заключение

В данной статье представлен способ экстракции параметров источника тока *lds* в большесигнальной модели транзистора. Отличительной особенностью данного способа является его хорошая точность даже без использования оптимизации. Одним из преимуществ данного способа является то, что опреде-

УДК 539-2

Ю.В. Сахаров

ление всех параметров происходит автоматически и не занимает много времени – от 5 до 10 мин.

Для повышения точности модели можно использовать дальнейшую оптимизацию, используя результаты экстракции в качестве первого приближения. Высокая точность экстракции позволяет провести оптимизацию в течение всего нескольких минут, при этом существенно уменьшая вероятность того, что оптимизация не даст желаемого результата.

Литература

1. Aaen P. Modeling and Characterization of RF and Microwave Power FETs / P. Aaen, D. Bridges, J.A. Pla, J.C. Wood. – Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2007. – 308 p.

2. Rudolph M. Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques / M. Rudolph, C. Fager, D.E. Root. – Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2011. – 352 p.

3. Билевич Д.В. Построение линейной модели СВЧтранзистора / Д.В. Билевич, А.А. Попов, Т.Ю. Сидорюк // Матер. Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2017». – Томск: Спектр-В, 2017. – Ч. 2. – С. 117–120.

 Angelov_Model (Angelov (Chalmers) Nonlinear GaAsFET Model) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action? pageId=5271822, свободный (дата обращения: 14.07.2017).

Электрофизические свойства тонкопленочных оксидных диэлектриков, модифицированных углеродом

Предложен физический метод получения пористых оксидных пленок в вакуумных условиях. Исследованы структура и свойства пористых пленок, полученных в результате самоорганизации при магнетронном распылении составной мишени. Установлены корреляции количества и размера пор, структуры и свойств пористых пленок. Показано, что процесс самоорганизации, приводящий к формированию пространственно распределенных пор, изменяет электрофизические свойства диэлектрических пленок и расширяет их функциональное назначение.

Ключевые слова: пористые пленки, углерод, самоорганизация, диоксид кремния, пентаоксид тантала, диоксид титана, пентаоксид ниобия.

В последние годы изучению пористых пленок диэлектриков был придан новый импульс в связи с существенным расширением сферы их практического применения. Такие пленки могут применяться как в микроэлектронике в качестве изоляционных материалов с низкой диэлектрической проницаемостью, фотонике в качестве просветляющих покрытий в оптоэлектронных приборах, так и в качестве исходных материалов для получения наномембран и селективных газочувствительных сенсорных устройств. В связи с этим разработано достаточно много методов получения пористой структуры диэлектрика, такие как анодирование, золь-гель метод, матричный (темплатный) синтез. Все перечисленные методы являются химическими, что затрудняет их встраивание в традиционные маршруты изготовления изделий микро- и наноэлектроники. Цель данной работы заключалась в разработке совместимых с технологическим процессом производства интегральных схем методов формирования пористых пленок оксидных материалов, а также установление взаимосвязи технологических режимов формирования пленок с их структурными и электрофизическими свойствами.

Методика эксперимента и измерений

В основе предлагаемого метода заложен принцип самоорганизации, протекающий в плазме тлеющего разряда, создаваемого магнетронным источником распыления, катодом которого выступали составные мишени Si:С (графит) или Ta:С (графит), Ti:С (графит), Nb:С (графит). При этом площадь графита на составной мишени, выраженная в про-

центах – S_c варьировалось, что отражалось на изменении количества и размеров пор. Распыление проводилось в атмосфере кислорода при давлении в вакуумной камере 4×10⁻³ мм рт. ст. При таких условиях получаются диэлектрические пленки диоксида кремния (SiO₂) и пентаоксида тантала (Ta₂O₅), пентаоксида ниобия (Nb₂O₅), диоксида титана (TiO₂), а введение углерода должно способствовать формированию развитой пористой структуры. Ранее данный метод был запатентован и применялся для получения пленок SiO₂ с низкой диэлектрической проницаемостью [1], однако предполагается, что он может быть распространен и на другие оксидные пленки, в частности Ta₂O₅, Nb₂O₅, TiO₂, применяемые в микрои наноэлектронике. Формирование пор при таком процессе объясняется образованием газообразных соединений СО или СО₂, которые, покидая пленку, разрыхляют ее, образуя в ней сквозные поры и газовые включения.

116

Толщина диэлектрических пленок при проведении электрофизических исследований составляла около 100 нм. Толщина диэлектрика выбиралась исходя из глубины открытых пор, доступных для адсорбции, - 60-100 нм. В качестве электродов при проведении электрических измерений использовались пленки Al, нанесенные термическим испарением в вакууме. Толщина нижнего электрода составляла 100 нм, а верхнего - 30 нм. Для увеличения доступности пор для адсорбента напыление пленки алюминия для верхнего электрода проводилось при скользящих углах к плоскости подложки. Конденсаторные структуры Al-SiO₂-Al, Al-Ta₂O₅-Al, Al-Nb₂O₅-Al и Al-TiO₂-Al формировались в виде матриц с активной площадью 1x1 мм² на ситалловых подложках размером 60×48×0,6 мм.

Определение количества и размеров пор осуществлялось с помощью емкостной порометрии [2]. Ширина оптической щели Тауца (Ет) определялась экстраполяцией зависимости $(\alpha E)^{1/2}$ от энергии фотона Е в диапазоне длин волн 200-1100 нм. Спектральная зависимость коэффициента поглощения пленок (α) определялась по спектрам пропускания и отражения с помощью спектрометра USB2000. Определение толщины и коэффициента преломления диэлектрических пленок осуществлялось с помощью спектрального эллипсометрического комплекса. Для исследования поверхности пленок использовался электронный микроскоп на базе нанолитографа Raith-150 Two. Микроанализ осуществлялся с помощью микроанализатора Bruker Quantax 50 EDX составе электронного микроскопа Hitachi в ТМ-1000. Спектральный анализ исследуемых пленок был проведен с использованием ИК-спектрометра в диапазоне частот 500-5000 см⁻¹.

Результаты экспериментов и их анализ

Исследование электрических свойств. Исследование электрической емкости структур Al-SiO₂-Al и Al-Ta₂O₅-Al показало общую тенденцию по изменению диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь с увеличением процентного содержания графита на составной мишени при $S_c < 40\%$, однако при больших значениях S_c качественный вид зависимостей различался (рис. 1).



Рис. 1. Зависимости диэлектрической проницаемости и соответствующего тангенса угла диэлектрических потерь на низких частотах (1 кГц) от количества углерода, вводимого в пленку, для следующих диэлектриков: SiO₂ (*a*); Ta₂O₅ (*b*); Nb₂O₅ (*b*); TiO₂ (*c*)

Очевидно, что уменьшение диэлектрической проницаемости для пленок диэлектриков может быть связано только с образованием пор и газовых включений, поскольку все другие возможные явления (образование химических связей с углеродом, образование углеродных включений) привели бы к противоположному результату. Снижение тангенса угла диэлектрических потерь связано с уменьшением активной составляющей сквозного тока, что обусловлено образованием обедненных областей за счет захвата носителей заряда ловушками на поверхности пор. При этом в качестве основного механизма предполагается прыжковый механизм электропроводности с частичным захватом на ловушках. Рост тангенса угла диэлектрических потерь при S_c >50% связан с обеднением пленок кислородом и образованием локальных областей неполного окисления.

Исследование оптических свойств. Исследования физических свойств диэлектрических пленок показали изменение показателя преломления n и ширины оптической щели E_T . При этом поведение показателя преломления коррелирует с изменением диэлектрической проницаемости, что хорошо согласуется с теорией. Уменьшение ширины оптической щели может быть связано как с изменением электронной структуры самих диэлектрических пленок, так и с наличием газа в порах.

Исследование пористости. Исследование пористости методом емкостной порометрии показало, что с ростом значения S_c пористость пленок значительно увеличивается, достигая предельного значения 60–70% (при $S_c \approx 50\%$). Повышение $S_c >50\%$ не приводит к существенному увеличению пористости. Величина связанности пор получилась на уровне 0,04, т.е. поры в основном изолированы. Значительная часть пор имеет размеры 5–10 нм, доля микропор составляет около 50% от общего объема

Исследование структуры. Исследования показали, что присутствие углерода на составной мишени приводит к формированию самоорганизующейся пористой структуры, имеющей регулярное пространственное распределение и высокую плотность (рис. 2, а). При этом скол структуры диэлектрика (рис. 2, б) показывает образование игольчатой структуры, промежутки между которыми являются микропорами. Подобная пористая структура наблюдается при анодировании алюминия и образовании у-Al₂O₃ [3]. На рис. 2 представлены микрофотографии для структуры Nb₂O₅ на кремниевой подложке, подобные результаты наблюдаются и для других исследуемых диэлектриков – TiO₂, Ta₂O₅, SiO₂, однако размер игл и пространств между ними отличается. При этом стоит отметить, что с ростом S_c размер игл увеличивается, а соответственно и пространство между ними.

Спектральный анализ. Анализ состава исследуемых пленок SiO₂, выполненный с помощью микроанализатора, показал некоторое увеличение количества кислорода с ростом S_c , аналогичный рост наблюдался и в пленках Ta₂O₅, Nb₂O₅, TiO₂. При этом ИК-спектры исследуемых пленок показывают резкое увеличение поглощения на длине волны $v = 2350 \text{ см}^{-1}$, соответствующее колебаниям связей С-О. Также есть изменения в области: $v_1 = 3000 \text{ см}^{-1}$, $v_2 = 3400 \text{ см}^{-1}$, $v_3 = 3600 \text{ см}^{-1}$, а также небольшие изменения пика $v_4 = 935-940 \text{ см}^{-1}$. Пики v_1 , v_2 , v_3 обычно относят к ОН-группам и молекулам H₂O, пик v_4 принадлежит Si-O-Si связи (валентные колебания).





Рис. 2. Микрофотографии поверхности (*a*) и скола структуры (б) Si-Nb₂O₅

Предположительно это может быть связано с наличием воды в порах за счет капиллярного эффекта, а также продуктов реакции – газов СО или СО₂. Это также может быть связано с адсорбцией газов СО или СО₂ из атмосферы.

Процессы адсорбции и десорбции. Особенностью пористых систем как объектов структурнофазового исследования является наличие процессов

адсорбции и капиллярной конденсации, имеющих большое прикладное значение в качестве активных элементов сенсоров, датчиков влажности, фильтров обратного осмоса. В их структуре заложена естественная возможность использования высокой чувствительности электрофизических параметров пористого слоя с металлом или полупроводником к внешним факторам, в частности к адсорбции паров воды.

Выбор паров воды обусловлен не столько малыми значениями кинетического диаметра ($d_{\rm H_{2O}} =$ = 0,264 нм) и площади посадочной площадки (S = 0,125 нм²) молекулы воды, сколько очень высокой величиной диэлектрической проницаемости ($\varepsilon = 81$) [4]. При этом для воды минимальный радиус пор составляет 1,2 нм, что соответствует конденсации при относительной влажности $p/p_0 \approx 35\%$. Это обстоятельство должно приводить к существенному изменению электрического импеданса пористого слоя при адсорбции водяного пара и относительной влажности более 35%.

Результаты исследования влияния адсорбции паров воды на емкость и тангенс угла диэлектрических потерь структуры Al-SiO2-Al с немодифицированным ($S_c = 0\%$) и модифицированным диэлектриком ($S_c = 48\%$) представлены на рис. 3, *a*, *б*. Для удаления адсорбентов из пор экспериментальные образцы выдерживались в вакууме не менее двух суток. Непосредственные измерения проводились в сухом азоте при атмосферном давлении. При таком подходе остаточное давление паров воды в камере считали соответствующим условному значению нулевой относительной влажности ($p/p_0 = 0\%$). Насыщение парами воды (относительная влажность воздуха $p/p_0 = 100\%$) устанавливалось в камере путем напуска водяного пара через капилляр. Промежуточные значения относительной влажности воздуха задавали с помощью водно-глицеринового раствора соответствующей пропорции.

Если для структуры Al-SiO₂-Al с немодифицированным (S_c = 0%) диэлектриком при изменении относительной влажности p/p_0 от 0 до 100% электрическая емкость возрастала в полтора раза (см. рис. 3, а), то в случае с модифицированным диэлектриком (S_c = 48%) емкость увеличилась в четыре раза. При этом тангенс угла диэлектрических потерь в случае с модифицированным диэлектриком (S_c = 48%) возрос более чем на порядок, тогда как для немодифицированного диэлектрика - возрос в полтора раза (см. рис. 3, б). Подобные изменения происходили и в случае с другими исследуемыми диэлектриками – Ta₂O₅, Nb₂O₅, TiO₂ и их невозможно объяснить без предположения о заполнении парами воды свободного объема пор под верхним Аl-электродом. Развитая поверхность и высокая гидрофильность диоксида кремния способствуют значительной адсорбции молекул воды, изменяя электрофизические свойства пористых материалов, что может представлять интерес для разработки на их основе сенсоров влажности.



Рис. 3. Зависимость емкости (*a*) и тангенса угла диэлектрических потерь (*б*) на высокой частоте (1 МГц) от влажности воздуха для структуры Al-SiO₂-Al с немодифицированным (*S_c* = 0%) и модифицированным диэлектриком (*S_c* = 48%)

Выводы

Модификация тонких пленок оксидных диэлектриков углеродом в процессе их напыления приводит к изменению кинетики роста и формированию самоорганизующейся упорядоченной микропористой структуры, содержащей большое количество открытых и закрытых (тупиковых) пор. При этом количество пор, их размер и структура определяются показателем S_c . Это изменяет электрофизические параметры диэлектрических пленок, приводя к уменьшению эффективной диэлектрической проницаемости, уменьшению тангенса диэлектрических потерь, электропроводности, показателя преломления и величины оптической щели Тауца. Величина этих изменений также определяется показателем S_c .

Полученные пленки благодаря процессам адсорбции и капиллярной конденсации могут найти широкое применение в устройствах микро- и наноэлектроники в качестве активных элементов сенсоров [5], датчиков влажности, фильтров обратного осмоса.

Литература

1. Пат. 2439743 РФ, МПК: Н 01 L 21 316,В 82 В 3 00. Способ получения пористого диоксида кремния / С.П. Усов (РФ), Ю.В. Сахаров (РФ), П.Е. Троян (РФ). – № 2010118778/28; заявл. 11.05.2010; опубл. 10.01.2012. Бюл. № 1.

2. Adamyan, A.Z. Capacitance method for determination of basic parameters of porous silicon / A.Z. Adamyan, Z.N. Adamian, V.M. Aroutiounian // Phys. Stat. Sol. (c). – 2007. – Vol. 4, No. 6. – PP. 1976–1980.

3. Напольский К.С. Калибровочные решетки на основе самоорганизующихся структур пористого оксида алюминия / К.С. Напольский, И.В. Росляков, А.А. Елисеев и др. // Альтернативная энергетика и экология. – 2009. – № 11(79). – С. 86–89.

4. Таблицы физических величин: справочник / под ред. И.К. Кикоина. – М.: Атомиздат, 1976. – 1008 с.

5. Пат. №101197 РФ, МПК: G 01 N 27 12. Чувствительный элемент датчика углеводородов / С.П. Усов (РФ), Ю.В. Сахаров (РФ), П.Е. Троян (РФ). – № 2010116215/28; заявл. 23.04.2010; опубл. 10.01.2011. Бюл. № 1.

УДК 621.382.323

П.Е. Сим, Н.Е. Курбанова, О.И. Демченко, Л.Э. Великовский

Влияние конструкции полевого электрода на распределение электрического поля в СВЧ-GaN-HEMT

Рассматриваются различные вариации конструкций полевого электрода. Представлены результаты двумерного физического моделирования полевого гетероструктурного транзистора с высокой подвижностью электронов на основе нитрида галлия с различными электродами с учетом поляризационных процессов. Полученные результаты моделирования показали, что использование полевого электрода приводит к уменьшению электрического поля на краю затвора со стороны стокового электрода, улучшению характеристик прибора и повышению надежности транзистора.

Ключевые слова: AlGaN/GaN, полевой электрод, модели физического моделирования, электрические поля, HEMT.

Высокие значения плотности носителей заряда, напряжения пробоя, скорости насыщения электронов и теплопроводности полупроводников на основе GaN привели к созданию CBЧ-усилителей высокой мощности и высокой эффективности, работающих на частотах до 100 ГГц [1]. Применение GaNтранзисторов существенно улучшает параметры усилителей, модуляторов и других ключевых устройств современных радиоэлектронных систем. Таким образом, AlGaN/GaN-HEMT с высокими эксплуатационными характеристиками являются одним из наиболее перспективных направлений CBЧ-полупроводниковой электроники.

Производительность СВЧ-мощного GaN-HEMT сильно зависит от эффекта коллапса тока и характеристики пробоя вблизи отсечки [2]. Пробой в режиме отсечки прибора при высоком напряжении на стоке и снижение тока стока в процессе испытаний на надежность связаны с пиком напряженности электрического поля вблизи затвора со стороны стока. Различные методы, такие как пассивация поверхности структуры транзистора пленкой SiN_x [3] и создание полевого электрода, применяются для того, чтобы устранить вышеперечисленные эффекты [4]. Полевой электрод также снижает риск деградации материала в режимах высокой мощности.

В данной статье в качестве оптимизации GaN-НЕМТ была исследована технология полевого электрода. Распределение электрического поля в канале транзистора было построено с использованием двумерного моделирования. Приборно-технологическое моделирование проводилось в программном пакете Silvaco TCAD, предназначенном для моделирования устройств микроэлектроники. Полученные расчеты хорошо согласуются с экспериментальными данными работ [5].

Данная структура состоит из сар-слоя GaN толщиной 2 нм и концентрацией примеси 2,5·10¹⁹ см⁻³, нелегированного барьерного AlGaN слоя толщиной 20 нм и мольной долей алюминия 0,23, нелегированных спейсерного и буферного слоев толщиной 1 нм и 1,7 мкм соответственно. Поверхность структуры запассивирована тонким слоем SiN толщиной 100 нм.



Рис. 1. AlGaN/GaN-HEMT с полевым электродом

Источником 2DEG являются донорные поверхностные состояния в слое cap-GaN. Расстояние от истока до стока $L_{sd} = 4$ мкм, от истока до затвора $L_{sg} = 0,95$ мкм, длина затвора $L_g = 0,2$ мкм. Оптимизация полевого электрода проводилась на данной структуре. Согласно исследованиям [6] затворный полевой электрод приводит к повышению емкости между затвором и стоком, ухудшая частотные свойства транзистора. Второй вид конструкции полевого электрода создает высокую входную емкость за-

твор–исток. Соединение полевого электрода со стоком встречается, как правило, в сочетании с другими его типами. Применение двойного полевого электрода является типичным решением для производителей СВЧ-транзисторов. Двойная конструкция позволяет повысить напряжение пробоя транзистора, при этом СВЧ-характеристики прибора заметно не ухудшаются, понижается емкость между затвором и стоком. Первый затворный электрод (FP1 на рис. 1) используется для подавления коллапса тока под затвором. Второй электрод (FP2 на рис. 1) выполняет функцию щита электрического поля между первым полевым электродом и стоком, исключая повышение емкости затвор–сток [7]. FP2 формируется в пленке нитрида кремния (SiN_x) и подключен к истоку.

В модуле Atlas была создана физическая модель транзистора с различными видами полевого электрода и без. Построена геометрическая структура GaN-HEMT с расчетной сеткой, в каждой ее области рассчитаны основные уравнения полупроводников. При расчетах уравнений полупроводников использовался численный метод Ньютона. Для описания переноса заряда в полупроводнике была использована дрейфово-диффузионная модель. Данная модель наиболее верно мописывает физику полупроводниковых приборов. Спонтанная (P_{sp}) и пьезоэлектрическая (P_{pi}) поляризации, характерные для вюрцитной структуры кристаллов нитридов III группы, были включены в расчеты. Общее значение поляризации (P_t) рассчитывалось как [8]

$$P_{\rm t} = P_{\rm sp} + P_{\rm pi}.\tag{1}$$

Значение $P_{\rm sp}$ линейно зависит от мольной доли алюминия и для базовых материалов является табличной величиной, $P_{\rm pi}$ вдоль оси с определяется как

$$P_{\rm pi} = 2 \cdot \frac{a_s - a_0(x)}{a_0(x)} \left\{ e_{31}(x) - e_{33}(x) \times \frac{C_{13}(x)}{C_{33}(x)} \right\}, \quad (2)$$

где e_{13} и e_{33} – пьезоэлектрические постоянные; C_{13} и C_{33} – постоянные эластичности. Параметр a_0 – постоянная решетки используемых материалов, а a_s – среднее значение постоянной решетки для слоев, расположенных выше и ниже рассматриваемого слоя. В симуляцию также была включена модель генерации – рекомбинации носителей Шокли–Рида–Холла (SRH).

Низкополевая подвижность носителей задавалась посредством включения модели FMCT – модифицированная подвижность Фараманда–Кои–Томаса. Для описания поведения носителей в полупроводнике при высоких значениях напряженности электрического поля была использована высокополевая подвижность для материалов на основе GaN – GANSAT. Плотность состояний в 2DEG и концентрация носителей были определены в результате решения самосогласованной задачи Шредингера–Пуассона.

На рис. 2 приведена смоделированная структура, типичная для производства СВЧ-GaN-HEMT.

В результате расчета была построена зонная диаграмма прибора с распределением концентрации 2DEG (рис. 3).

На рис. 3 показано состояние транзистора при нулевом напряжении на затворе. Как видно из рисунка, уровень Ферми лежит выше зоны проводимости GaN-полупроводника, ниже которого существуют допустимые энергетические уровни в квантовой яме [10]. Наличие энергетических уровней приводит к высокой слоевой концентрации носителей 2DEG в открытом состоянии прибора. Согласно расчетам эта концентрация 2DEG составляет N_{2DEG} =7,67·10¹² см⁻². Пик распределения сглаженный вследствие решения самосогласованной задачи Шредингера–Пуассона.



Рис. 2. Модель структуры cap-GaN/AlGaN/AlN/GaN-HEMT



Рис. 3. Зонная диаграмма cap-GaN/AlGaN/AlN/GaN-HEMT и распределение 2DEG

Для нахождения напряжения отсечки было подано отрицательное смещение ($V_{\rm th}$) на затвор GaN-HEMT. Оно составило $V_{\rm th} = -6,5$ В. При подаче отрицательного напряжения произошло обеднение канала, и концентрация электронов 2DEG уменьшилась до $N_{\rm 2DEG} = 5,88\cdot10^9$ см⁻².

Расчет значений напряженности электрического поля проводился при закрытом режиме работы транзистора. Закрытое состояние прибора обеспечивает наличие максимальных электрических полей. Расчеты проводились для максимального напряжения между затвором и стоком при $V_{gs} = -15$ В и $V_{ds} = 100$ В. Данные значения напряжений выбраны, потому что

при типичном напряжении питания мощного СВЧ-транзистора 50 В и реактивной нагрузке в СВЧ-тракте на транзисторе будут в режиме большого сигнала появляться напряжения, более чем в 2 раза превышающие напряжение питания. Длина затвора была выбрана равной 0,2 мкм, что является типичным значением для современных нитридных технологий, рассчитанных на работу на частотах до 20 ГГц.

Были смоделированы и рассчитаны поля для структуры GaN-HEMT без конструкции полевого электрода (рис. 4).



Рис. 4. Распределение электрического поля вдоль канала для структуры без FP

Как видно из рис. 4, поля в транзисторе будут очень высокие, что приведет к большому риску деградации и пробоя на краю затвора. Распределение напряженности поля здесь и далее показано для области между краями истока и стока транзистора. Численно напряженность поля под затвором со стороны стока составит 2 МВ/см, что близко к напряжению пробоя нитрида галлия как материала (3,3 МВ/см). Полученные значения напряженности согласуются с работой [9]. Максимум напряженности поля в истоковой стороне затвора связан с отрицательным потенциалом затвора.

Если добавить полевой электрод (рис. 5, a), можно увидеть из распределения поля (рис. 5, δ), что оно уменьшится в 1,5 раза.



распределение поля в канале с учетом FP1 – δ

Было проведено преобразование модели транзистора. Сформирована обычная симметричная шляпа на затворе (рис. 6, *a*) и оставлена конструкция с истоковым электродом. Как можно видеть из рис. 6, *б*, наличие шляпы вместе с FP позволяет уменьшить напряженность поля в канале до 1,1 MB/см.

В GaN-технологии наиболее часто встречается структура с двумя FP – затворным (FP1) и истоковым (FP2), которая также была реализована (рис. 7, *a*), и построено распределение поля в ней (рис. 7, *б*).



В этой конструкции поля на краю затвора и FP1 самые низкие из рассмотренных выше вариантов – меньше 1 MB/см, и дальнейшее увеличение напряжения приводит в основном к увеличению поля на границе FP2. После того как мы остановились на конкретной конструкции полевого электрода – двойном FP, было продолжено исследование по оптимизации выбранной структуры. Для этого было построено распределение поля в канале транзистора в зависимости от длины FP.



Рис. 7. Конструкция транзистора с двумя полевыми электродами – *a*; распределение электрического поля – *б*

Истоковый электрод был удлинен в сторону стока. Таким образом, при удлинении истокового электрода пик напряженности электрического поля в канале на краю FP2 остался примерно тем же, только сдвинулся в сторону стока.

Отдалив FP2 к стоку относительно затвора, также был проведен расчет электрического поля в структуре. Уменьшение пика на втором электроде не наблюдалось.

Затем было решено увеличить толщину диэлектрика для FP2 на 0,1 мкм над затвором (рис. 8, *a*). Данное решение позволило снизить пик поля на краю затвора и получить примерно равные по величине пики поля на всех трех критических зонах (рис. 8, δ).

Этот вариант выглядит наиболее оптимальным из всех рассчитанных. Пик напряженности поля был снижен до 0,8 MB/см.

В статье было проведено двумерное моделирование AlGaN/GaN-HEMT. Была построена модель транзистора с учетом поляризационных эффектов и решена самосогласованная задача Шредингера-Пуассона. Самосогласованная задача позволила рассчитать концентрацию 2DEG в канале GaN-HEMT и получить сглаженный пик распределения электронов. Рассмотренная модель прибора требует дальнейшей доработки. Не решена проблема с поведением профиля концентрации 2DEG в барьерном слое транзистора и не учтены ловушечные центры и их влияние на устройство.



Рис. 8. Структура транзистора с двумя FP и утолщенным слоем диэлектрика под FP2 – *a*; распределение электрического поля – *б*

Для увеличения напряжения пробоя на краю затвора со стороны стока были проведены моделирование и оптимизация полевого электрода. Были рассмотрены базовые конструкции электрода – затворный FP, FP, подключенный к истоку, двойная конструкция FP и ее модификации. Показано, что вариант конструкции из двух полевых электродов – затворного и стокового с оптимизированной толщиной диэлектрика позволяет снизить и выровнять максимальные значения поля для всех трех электродов. Оптимизация позволила расщепить пик напряженности у края затвора и уменьшить электрическое поле в канале с 2 до 0,8 MB/см. Данное решение должно снизить локальный перегрев в области затвора и деградацию материала транзистора, связанную с наличием полей и температуры.

Полученные результаты не противоречат имеющимся теоретическим значениям и хорошо согласуются с экспериментальными данными [1, 5, 6, 10].

Литература

1. Pala N. et al. Drain-to-gate field engineering for improved frequency response of GaN-based HEMTs // Solid-State Electron. – 2008. – Vol. 52, No. 8. – PP. 1217–1220.

2. Peng M., Zheng Y., Wei K., Chen X., Liu X. X-band AlGaN/GaN HEMTs with high microwave power performance // Sci. China Phys. Mech. Astron. – Mar. 2011. – Vol. 54, No. 3. – PP. 442–445.

3. Ohno Y., Nakao T., Kishimoto S. et al. Effects of surface passivation on breakdown of AlGaN/GaN highelectron-mobility transistors // Appl. Phys. Lett. – Mar. 2004. – Vol. 84, No. 12. – PP. 2184–2186.

4. Liu L. Reliability study of GaN-based high electron mobility transistors. – PhD, University of Florida, 2013.

5. Saito W., Kuraguchi M., Takada Y. et al. Design Optimization of High Breakdown Voltage AlGaN-GaN Power HEMT on an Insulating Substrate for RON A-VB Tradeoff Characteristics // IEEE Trans. Electron Devices. – Jan. 2005. – Vol. 52, No. 1. – PP. 106–111.

6. Weiwei K. TCAD Simulation and Modeling of Al-GaN/GaN HFETs. – PhD, North Carolina State University, 2008.

7. Fornetti F. Characterization and Performance Optimization of GaN HEMTs and Amplifiers for Radar Applications. – PhD, University of Bristol, 2010.

8. Demchenko O., Zykov D., Kurbanova N. Research possibilities of Silvaco TCAD for physical simulation of gallium nitride power transistor. – 2016. – P. 060007.

9. Greco G. AlGaN/GaN heterostructures for enhancement mode transistors. – PhD, University of Catania, 2012.

10. Romanini P. et al. Very High Performance GaN-HEMT devices by Optimized Buffer and Field Plate Technology // Proceedings of the 1st European Microwave Integrated Circuits Conference. – Sep. 2006. – Vol. 1. – PP. 61–64.

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

УДК 621.396.663

С.А. Завадский, О.А. Юрцев

Широкополосная кольцевая антенная решетка биконусных антенн для радиопеленгатора

Описывается кольцевая антенная решетка биконусных проволочных антенн. Приводятся результаты численного моделирования при различных геометрических параметрах одиночной биконусной антенны и кольцевой решетки биконусных антенн. Определены параметры, при которых одиночная биконусная антенна согласована в диапазоне частот 30–1450 МГц. Рассматривается влияние взаимосвязи антенн в кольцевой решетке на диаграмму направленности и входное сопротивление излучателя в решетке.

Ключевые слова: биконусная антенна, кольцевая решетка, численное моделирование, метод интегральных уравнений.

Кольцевые антенные решетки рассмотрены во многих публикацих [1-5 и др.]. В большинстве работ рассмотрены вопросы определения координат радиоисточника пеленгаторами с кольцевыми антенными решетками (КАР). В большинстве опубликованных работ в качестве излучателей КАР использованы вибраторные антенны. В частности, в работе [4] в качестве излучателя КАР применен широкополосный планарный вибратор, в плечи которого включены дополнительные реактивные и резистивные элементы, что обеспечило согласование его в полосе частот с коэффициентом перекрытия, равным 5, и однолепестковую диаграмму направленности (ДН) в электрической плоскости. В [5] в качестве трехэлементной КАР рассмотрен объемный проволочный вибратор – биконусная антенна. Однако сведений о диапазонных свойствах его в составе КАР не приводится.

Ряд работ посвящен исследованию широкополосных вибраторных антенн, но не в составе КАР.

В литературе недостаточно рассмотрены широкополосные и сверхширокополосные антенны в качестве элементов КАР с учетом взаимодействия. Настоящая статья в некоторой степени восполняет этот пробел. В ней проведен численный анализ биконусных вибраторов различной конструкции с целью поиска варианта, обеспечивающего согласование в сверхширокой полосе частот. Анализ проведен методом интегральных уравнений (ИУ). В качестве ИУ использовано ИУ Поклингтона [6]. При его решении использованы импульсные функции в качестве базисных и весовых. Использована также известная программа MMANA [7].

Некоторые из исследованных биконусных антенн показаны на рис. 1. В процессе численного моделирования изменялись конструкция и геометрические параметры (размеры и угловые величины). Далее приводятся результаты моделирования варианта, который обеспечивает максимальную полосу частот по критерию согласования: коэффициент стоячей волны (КСВ) не более двух в фидере с заданным волновым сопротивлением.



Рис. 1. Варианты биконусных антенн

Результаты численного моделирования Численный анализ показал, что вариант 3 на рис. 1 имеет худшие электрические характеристики.

Варианты 1, 2 и 4 мало отличаются друг от друга, но вариант 1 конструктивно более прост. Далее для этого варианта приводятся результаты исследования входного сопротивления, КСВ и ДН от числа проводников по образующим конусов, от наличия проводников на торцах конусов (радиальных и кольцевых), угла при вершине конусов. В качестве примера биконусной антенны, на котором иллюстрируются исследованные закономерности, рассмотрена бико-

нусная антенна с длиной образующей каждого конуса равной L = 2200 мм, и радиусом проводни-ков 10 мм.

На рис. 2 приведены результаты расчета активной (R) и реактивной (X) составляющих входного сопротивления в диапазоне частот 30–1450 МГц для угла при вершине конусов β =60° при числе проводников по образующим N = 5. На рис. 3 показана зависимость КСВ от частоты в линии с волновым сопротивлением R_o =150 Ом в том же диапазоне частот.

Сама биконусная антенна показана на рис. 4. Электрическая плоскость (E-плоскость) – это плоскость, содержащая ось Y, магнитная плоскость (H-плоскость) – это плоскость XZ.



Частота, МГц Рис. 2. Зависимость входного сопротивления от частоты: тонкая линия – *R*, толстая линия – *X*



Рис. 3. Зависимость КСВ от частоты



Рис. 4. Биконусная антенна с длиной образующей конусов L = 2200 мм и углом при вершине $\beta = 60^{\circ}$

Как видно, антенна согласована в диапазоне частот с коэффициентом перекрытия $K = f_{\text{max}} / f_{\text{min}} = 1450/50 = 29$. Однако в этом диапазоне ДН в *E*- и *H*-плоскостях существенно зависят от частоты. Для иллюстрации этого на рис. 5 приведены расчетные ДН в *E*-плоскости на отдельных частотах. На рисунках приводятся также значения коэффициентов направленного действия (КНД).



Видно, что с ростом частоты увеличивается изрезанность ДН. Необходимо отметить, что и однолепестковая ДН в *E*-плоскости за счет влияния земли также будет изрезана не меньше. Это иллюстрируется рис. 6, на котором показана ДН полуволнового вибратора на частоте 1450 МГц. Подстилающая поверхность – сухая почва. Высота подъема вибратора над поверхностью земли 5 м. Из сравнения рис. 5 для частоты 1450 МГц и рис. 6 следует, что изрезанность ДН полуволнового вибратора за счет влияния земли значительно больше, чем для биконусной антенны без учета земли.



Рис. 6. ДН в Е-плоскости с учетом влияния земли для полуволнового вибратора

В *Н*-плоскости ДН также изрезана, начиная с частоты 150 МГц для угла конусности 60°. На рис. 7 показаны ДН в *Н*-плоскости на двух частотах. Видно, что изрезанность достигает 3 дБ и кореллирует с числом проводников по образующим конусов.



Рис. 7. ДН в Н-плоскости для биконусной антенны на двух частотах

Изрезанность ДН в *Н*-плоскости составляет 3-4 дБ.

Параметры биконусной антенны при неизменных длине образующей конуса и диаметре проводников, образующих антенну, зависят от угла конусности и числа проводников по образующим конусов. Результаты численного анализа этих закономерностей позволяют сделать следующие выводы:

1. При увеличении угла конусности β:

• диапазон частот, в котором антенна согласована с линией передачи, смещается в сторону высоких частот;

• изрезанность ДН в *Е*-плоскости уменьшается, в *Н*-плоскости возрастает.

2. При уменьшении числа проводников по образующим конусов полоса частот согласования уменьшается, а изрезанность ДН в *H*-плоскости возрастает. Для иллюстрации сделанных выводов на рис. 8 приведена зависимость входного сопротивления от частоты, а на рис. 9 – ДН в *E*- и *H*-плоскостях для биконусной антенны с двумя проводниками по образующим конусов. При этом биконусная антенна превратилась в плоский проволочный вибратор с треугольными плечами.



Рис. 8. Зависимость входного сопротивления от частоты: тонкая линия – *R*, толстая линия – *X*



Рис. 9. ДН в *E*- и *H*-плоскостях для биконусной антенны с двумя проводниками по образующим конусов

Взаимодействие биконусных антенн в составе кольцевой антенной решетки приводит к искажению ДН каждого излучателя в *E*- и *H*-плоскостях и к ухудшению согласования.

Все приведенные численные результаты были получены с помощью оригинальной программы BICONS, использующей метод интегральных уравнений. Кольцевая решетка биконусных антенн численно моделировалась в известной программе MMANA [7]. Ниже приводятся результаты моделирования. Исследованные закономерности иллюстрируются на примере кольцевой решетки биконусных антенн с ранее указанными геометрическими параметрами. Радиус кольцевой решетки $R_a = 2500$ мм, число излучателей в решетке $N_a = 6$. Решетка схематически показана на рис. 10. При моделировании возбуждалась одна биконусная антенна, расположенная на оси *Y*. Эта антенна на рис. 10 отмечена черным кружком.



Рис. 10. Расположение биконусных антенн в кольцевой решетке

На рис. 11 приведены результаты расчета ДН в вертикальной плоскости (в *E*-плоскости), входное сопротивление и КНД для тех частот, для которых эти результаты по одиночной биконусной антенне показаны на рис. 2 и 5.



и КНД (G_a) на частотах 30 и 300 МГц

О степени изменения ДН, КНД и входного сопротивления биконусной антенны за счет взаимодействия в составе решетки можно судить, сравнивая результаты, приведенные на рис. 2, 5 и 11, 12.

С увеличением радиуса решетки степень взаимодействия излучателей уменьшается.



Рис. 12. Д
Н в E-плоскости, входное сопротивление и КНД (
 G_a) на частотах 900 и 1450 МГц

Литература

1. Юдин В.В. Кольцевые антенные решетки: схемнопространственная мультиплексная и направленное излучение. – М.: Радио и связь, 2001. – 189 с.

2. Дубровин А.В. Потенциальная точность измерения направления на излучатель для пеленгационных средств с кольцевыми антенными решетками // Антенны. – М.: Радио и связь, 2006. – Вып. 2(105). – С. 29–31.

3. Виноградов А.Д. Оптимизация структур плоских эквидистантных кольцевых антенных решеток широкополосных фазочувствительных радиопеленгаторов с круговой зоной действия // Антенны. – М.: Радио и связь, 2008. – С. 5–16.

4. Виноградов А.В. Анализ широкополосности радиопеленгаторов ОВЧ-УВЧ-диапазонов с малоэлементными антенными кольцевыми антенными решетками / А.В. Виноградов, А.Ю. Михин, Г.В. Подшивалова, Т.И. Шпилова // Антенны. – М.: Радио и связь. – 2008, № 7-8 (134-135). – С. 7–15.

5. Виноградов А.В. Систематические ошибки радиопеленгаторов с широкодиапазонными трехэлементными эквидистантными кольцевыми антенными решетками из объемных вибраторных антенн / А.В. Виноградов, П.А. Левашов, В.А. Мельников, Е.Н. Сажин // Антенны. – М.: Радио и связь, 2009. – № 4 (143). – С. 11–17

6. Вычислительные методы в электродинамике // Под ред. Р. Митры. – М.: Мир, 1977. – 243 с.

7. Гончаренко И. Компьютерное моделирование антенн. – М.: Радио Софт, 2002. – 80 с. УДК 621.372

А.И. Кравченко, Г.Г. Гошин

Сверхширокополосная согласованная нагрузка

Представлен процесс разработки топологии микрополосковой согласованной нагрузки, предназначенной для использования в качестве составной части направленных устройств в диапазоне частот до 60 ГГц. В качестве согласованной нагрузки использована топология резистора крестообразной формы с элементами, компенсирующими паразитные составляющие. Нагрузка разработана и исследована с помощью электродинамического моделирования. Согласованная нагрузка имеет модуль коэффициента отражения не хуже минус 40 дБ в диапазоне частот 0–60 ГГц. Достигнутых характеристик достаточно для использования как в составе направленных устройств, так и в качестве отдельного элемента СВЧ-тракта.

Ключевые слова: микрополосковая линия, топология, резистор, согласованная нагрузка.

Для использования в направленных устройствах СВЧ- и КВЧ-диапазонов необходима эталонная согласованная нагрузка, имеющая небольшие размеры и достаточно малый коэффициент отражения.

Согласованная нагрузка - это однопортовое пассивное устройство, поглощающее падающую мощность. Наиболее важный электрический параметр согласованной нагрузки - это степень её согласования с волновым сопротивлением тракта, в котором она работает. Степень согласования определяется по значению модуля коэффициента отражения (КО) от входа нагрузки. Способ выполнения согласованной нагрузки зависит от типа волноведущего тракта [1]. Самая простая согласованная нагрузка это резистор с сопротивлением, равным волновому сопротивлению тракта. Такая согласованная нагрузка имеет приемлемый модуль КО, когда размер резистора намного меньше длины волны. В диапазоне СВЧ элементы волноведущего тракта, в том числе согласованные нагрузки, больше размеров длины волны, поэтому надо применять топологию, в которой паразитные параметры сведены к минимуму.

Разработка и исследование согласованной нагрузки

В данной статье рассмотрим согласованную нагрузку для микрополосковой линии передачи, выполненной на диэлектрике из керамики по тонкоплёночной технологии. Толщина металлизации 10 мкм, поверхностное сопротивление резистивного слоя 50 Ом/кв. Наиболее распространённая топология согласованной нагрузки для микрополосковой линии с волновым сопротивлением 50 Ом представляет собой закороченный на заземление резистор в форме квадрата (рис. 1). Такая согласованная нагрузка имеет большую паразитную индуктивность и соответственно плохой модуль КО, может применяться в частотном диапазоне до 8-10 ГГц (рис. 2). При этом модуль КО будет не лучше чем минус 20 дБ. В [2] приведены различные топологии резисторов. Для расширения частотного диапазона предлагается использовать топологию с резистором крестообразной формы с прорезью, включенным в микрополосковую линию для компенсации паразитной индуктивности резистивного слоя.

Для сопротивления резистивного слоя в 50 Ом/кв., наилучшие характеристики имеет тополо-

гия резистора крестообразной формы с продольной прорезью (рис. 3).



Рис. 1. Согласованная нагрузка с резистором в форме квадрата: 1 – заземляющее отверстие; 2 – заземлённый проводник; 3 – резистивный слой; 4 – сигнальный проводник



Рис. 2. Модуль коэффициента отражения согласованной нагрузки с резистором в форме квадрата

Взяв за основу эту топологию, вычислим с помощью системы автоматизированного проектирования (САПР) нужную длину и ширину резисторов на проход и на проводник заземления, соответствующие линии с резистором с ослаблением 20 дБ. Продольная прорезь, показанная на рис. 3, компенсирует паразитную индуктивность резистора на проход. Для того чтобы компенсировать паразитные параметры резисторов на заземлённый проводник, между полосковыми проводниками добавим компенсирующие ёмкости. Данная топология микрополоско-

вой линии с резистором имеет расчётные характеристики, представленные на рис. 4.



Рис. 3. Микрополосковая линия с резистором и компенсирующими элементами: 1 – сигнальный проводник; 2 – резистивный проводник; 3 – заземлённый проводник;

4 – заземляющее отверстие



Из графиков следует, что в микрополосковой линии с резистором модуль КО не хуже минус 30 дБ вплоть до частоты 50 ГГц. Модуль коэффициента передачи (КП) в линии с резистором соответствует минус 20 дБ до частоты 50 ГГц. Для использования топологии в качестве согласованной нагрузки нет необходимости требовать хорошую неравномерность модуля КП. Для получения модуля КО нагрузки не хуже минус 40 дБ будет достаточно использования одного каскада линии с резистором с КП минус 20 дБ. Топология и характеристики согласованной нагрузки представлены на рис. 5, 6. Из графика видим, что получен расчётный модуль КО не больше минус 35 дБ до частоты 45 ГГц.

Дальнейшее расширение частотного диапазона возможно с помощью добавления второго каскада линии с резистором либо добавлением двух параллельно подключенных согласующих резисторов по 100 Ом на разомкнутый на конце тракт (рис. 7). Расчётный график КО такой топологии показан на рис. 8.



Рис. 5. Согласованная нагрузка крестообразной формы с прорезью посередине: *1* – сигнальный проводник, *2* – резистивный проводник, *3* – заземлённый проводник, *4* – заземляющее отверстие



Частота, ГГц

Рис. 6. Модуль коэффициента отражения согласованной нагрузки крестообразной формы с прорезью посередине



Рис.7. Согласованная нагрузка крестообразной формы с согласующими резисторами с прорезью посередине: 1 – сигнальный проводник, 2 – резистивный проводник, 3 – заземлённый проводник, 4 – заземляющее отверстие



Рис. 8. Модуль коэффициента отражения согласованной нагрузки крестообразной формы с согласующими резисторами с прорезью посередине

Как видно из графика, согласованная нагрузка имеет КО не хуже минус 40 дБ до частоты 60 ГГц.

Минимальный зазор между проводниками (между компенсирующими конденсаторами и заземлённым проводником) равен 35 мкм и соизмерим с толщиной металлизации в 10 мкм. Использование согласованной нагрузки на частотах до 60 ГГц предполагает изготовление топологии согласованной нагрузки с большей точностью. Следует отметить, что диаметр заземляющих отверстий и их местоположение влияют на значение паразитной индуктивности, которая приведёт к ухудшению модуля КО на частотах 50–60 ГГц.

Заключение

Рассчитана топология микрополосковой согласованной нагрузки с размерами 0,97×0,43 мм на диэлектрической подложке из керамики толщиной 0,254 мм. В диапазоне частот 0–60 ГГц получено значение модуля КО не хуже минус 40 дБ. Топологию можно использовать и с другой толщиной диэлектрического материала после корректировки её размеров.

Литература

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учебник. – М: Высш. школа, 1988. – 432 с.

2. Гошин Г.Г. Анализ и моделирование сверхширокополосных фиксированных аттенюаторов СВЧ-диапазона / Г.Г. Гошин, С.Ю. Екимов, В.П. Семибратов, А.В. Фатеев // Доклады ТУСУРа. – 2011. – Т. 1, № 2. – С. 223–226.

УДК 621.396.67

Н.Б. Чернова, М.Ю. Маслов

Исследование основных показателей печатных фрактальных антенн в системах радиолокации и радионавигации

Кратко рассмотрены проблемы, с которыми сталкиваются глобальные навигационные спутниковые системы при распространении электромагнитных волн, и изучение путей их решения с помощью антенной техники. Для поставленной цели были разработаны две малогабаритные печатные антенны, миниатюризация которых достигается за счет применения фрактальной геометрии. Внимание при экспериментальном исследовании их характеристик излучения было сконцентрировано на определении вида поляризации.

Ключевые слова: спутниковая навигация, круговая поляризация, печатные антенны, фрактальная геометрия, теорема Декарта об окружностях.

Печатные антенны (ПА) находят широкое применение в различных радиоэлектронных устройствах и системах благодаря их миниатюрности и высокой технологичности [1]. Особое место среди них занимают антенны круговой поляризации. Интерес к ним обусловлен перспективами их использования в системах спутниковой навигации GPS, ГЛОНАСС, Galileo и т.д. Это объясняется тем, что в заданных условиях к антенным системам предъявляются строгие требования по борьбе с переотраженными сигналами, которые, в свою очередь, маскируют реальный пиковый уровень полезного сигнала на входе приемника. Соизмеримость уровней отраженного и прямого сигналов неизбежно влечет за собой существенные искажения полезного сигнала, а следовательно, погрешности в схемах слежения и измерительных цепях приемника.

С целью уменьшения влияния отраженных сигналов на ГЛОНАСС/GPS/Galileo приемник разработаны различные способы его уменьшения:

1) использование специальных антенных экранов;

 выбор оптимального угла возвышения, обеспечивающего прием сигналов от спутников с минимальным воздействием отраженных сигналов;

 использование специальных алгоритмов обработки сигнала в приемнике, минимизирующих воздействие переотраженных сигналов на точность измерения дальности.

Важно отметить, что разработанные и предложенные методы не отличаются своей универсальностью и имеют специфические изъяны: так, первый способ подразумевает большие габариты и сложные схемы питания. Второй способ не рассматривается в рамках данной статьи. А последний не относится к методам решения проблемы за счёт конструкции антенной системы. Таким образом, перспективным направлением развития глобальных навигационных спутниковых системах (ГНСС) и борьбы за качество принимаемых сигналов является исследование поляризационных характеристик печатных антенн.

Постановка задачи

А. Требования по поляризационным характеристикам к антеннам ГНСС

Из теории известно, что отраженные волны (переотраженные сигналы) на приемной стороне будут иметь противоположное падающей волне (прямому сигналу) направление вращения вектора электрического поля (E) [2, 3].

Ясно, что должны иметь место некоторые поляризации излучаемой волны, которые достигают приемника в неизмененном виде, т.е собственные поляризации. Из этого можно сделать вывод, что при

заведомо известном типе поляризации передающей антенны задача приемной стороны сводится лишь к её поддержанию. Для ГНСС собственной поляризацией является круговая с правым вращением (RHCP) [4]. Такой выбор продиктован влиянием ионосферы на распространение электромагнитной волны.

В. Обоснование выбора конструкции антенной системы

Классические решения в области ПА, к которым относится в первую очередь полуволновая ПА, имеют максимальный габаритный размер *a*, характеризующий длину излучающего элемента, приближенно определяемый следующим соотношением [**5**]:

$$a \approx \lambda / \sqrt{\varepsilon}$$
, (1)

где λ – длина волны на рабочей частоте; ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость материала, из которого выполнена ПА.

На частотах 1–2 ГГц ПА с малой диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2-3$ имеют размеры порядка 70–100 мм, что неприменимо в малогабаритной мобильной приемной аппаратуре потребителя ГНСС. Соотношение (1) показывает один из возможных путей миниатюризации ПА, который состоит в увеличении ε .

Среди других направлений миниатюризации ПА можно выделить «сворачивание» и использование фрактальной геометрии. Оба подхода основаны на увеличении электрической длины антенны за счёт перехода от излучающих элементов, описываемых прямыми линиями, к заполняющим пространство кривым. В первом случае такого эффекта добиваются с помощью щелей, выполненных в проводнике ПА и удлиняющих путь, который проходят токи от одной кромки проводника до другой. В антенной технике такой метод представлен меандровым монополем, монополем в виде серпантинной линии и др.

Фрактальная геометрия в контексте антенных систем подразумевает электрически малые антенны (ЭМА), базирующиеся на геометрических объектах не целочисленной размерности, а дробной, что внешне проявляется в рекурсивном повторении исходного шаблона [6]. Делая историческую ссылку, важно отметить, что первые публикации по электродинамике фрактальных структур относятся к 80-м годам прошлого века, и представлены в работах Я. Кима и Д. Джаггарда. С тех пор развитие фрактальных антенн продвигалось семимильными шагами, своё практическое применение нашли кривые Коха, кривые Пеано, фракталы Минковского, ломаные Гильберта и всевозможные их модификации.

В данной работе представлена щелевая фрактальная ПА с копланарным волноводом (рис. 1). Ее основная структура включает в себя апертуру, внутренний и внешний проводники и линию питания, в качестве которой, как уже упоминалось, был выбран копланарный волновод с целью добиться более широкой полосы пропускания, лучшего согласования по сопротивлениям и меньших потерь излучения в сравнении с обычными микрополосковыми линиями. Последни, в свою очередь представляет собой трехпроводную полосковую линию передачи, образованную двумя параллельными узкими щелями, выполненными на фольгированном слое диэлектрического материала подложки. Итерационный процесс основывается на теореме Декарта об окружностях [7].



фрактальной ПА с копланарным волноводом

А. Описание опытных образцов ПА и экспериментальной установки

Исходя из поставленных целей были изготовлены 4 опытных образца: первые два являются непосредственно самой щелевой фрактальной ПА с копланарным волноводом и отличаются лишь числом итераций. Так, один из них состоит из полного набора итераций, что соответствует рис. 1 (r_{a1} , r_{b1} , r_{c1} , r_{d1} , r_{e2-1} , r_{e2-2} , r_{f3-1} , r_{f3-2}), а второй – только из первых двух этапов итераций (r_{a1} , r_{b1} , r_{c1} , r_{d1} , r_{e2-1} , r_{e2-2}). Следующие два опытных образца представляют собой плоские двухзаходные Архимедовы спирали (рис. 2), единственно различающиеся направлениями намотки, что находит прямое отражение в направлении вращения вектора **E**.



Все габариты и геометрические размеры опытных образцов рассчитаны по полуволновой модели и обусловлены необходимостью обеспечения уверенного приема сигналов, как минимум, от трех систем спутниковой навигации с полным покрытием их рабочих диапазонов, каковыми являются: для GPS: 1575,42; 1227,60 и 1176,45 МГц; для Galileo:

1575,42; 1278,75; 1176,45 и 1207,14 МГц; для ГЛОНАСС: 1602; 1246 и 1207,14 МГц.

Все четыре антенных образца выполнены на однослойных диэлектрических подложках из материала FR-4 с $\varepsilon = 4,4$, каждая толщиной 1,535 мм, где 0,035 мм – толщина фольги. Щелевые фрактальные ПА занимают площадь 130×130 мм², диаметр апертуры составляет 126 мм, ширина щелей копланарного волновода равняется 0,5 мм, а ширина проводящей линии копланарного волновода – 2,5 мм. Арихимедовы спирали имеют 3 витка и следующие физические размеры: $D_0 = 184,5$ мм, $D_i = 17$ мм, $S_a = 5,582$ мм.

Экспериментально поляризационную характеристику (ПХ) определяют с помощью процесса приема-передачи, организованного между двумя антенными системами, где передающей является исследуемый на предмет определения ПХ образец, а приемной – образец с известной ПХ. В нашем случае, в качестве приемной антенны использовались Арихимедовы спирали, не вызывающие сомнений в своей круговой поляризации и направлении ее вращения. Ход эксперимента включает в себя вращение приемной антенны по оси, перпендикулярной направлению распространения вектора E, на 360° с целью фиксирования максимального (A_{max}) и минимального (A_{min}) значений коэффициента передачи, что соответствует согласованному и рассогласованному режимам. Далее рассчитывается коэффициент эллиптичности (K_{\ni}) по нижеприведенной формуле, из значений которого можно судить о типе поляризации исследуемой антенной системы:

$$K_{\mathfrak{H}} = A_{\max} - A_{\min}.$$
 (2)

Важным условием для получения достоверных экспериментальных данных является экранирование от внешних воздействий. Последнее достигается за счёт безэховой камеры (БЭК), представляющей собой помещение с покрытием из радиопоглощающего материала (РПМ), блокирующего отражение радиоволн от стен. Ряд экспериментов, описываемых в данной статье, проводился в БЭК, обеспечивающей затухание электромагнитной энергии около 30 дБ. Внешний вид экспериментальной установки проиллюстрирован на рис. 3.



Рис. 3

В. Результаты эксперимента

Предложенная щелевая фрактальная ПА обладает линейной поляризацией, что подтверждается пренебрежительно малой разницей (~3 дБм) между максимальным (-37,04 дБм) и минимальным (-40,3 дБм) значениями коэффициента передачи.

Помимо этого, наблюдается сильный антенный эффект фидера (АЭФ), сущность которого заключается в том, что фидер начинает участвовать в процессе приема, в то время как он должен служить только для передачи высокочастотной энергии от антенны к приемнику. Это приводит к искажению диаграммы направленности (ДН) антенны, к уменьшению КПД линии передачи энергии высокочастотных колебаний и другим негативным явлениям.

Характеристики ДН и коэффициента отражения по входу (S_{11}) не входят в рамки данного исследования, но, опираясь на данные ранее проведенного

экспериментального исследования, результаты которого подробно описаны в [8], стоит отметить, что:

1. Щелевая фрактальная ПА имеет достаточно широкую полосу пропускания в диапазоне от 1100 до 1700 МГц, т.е. 68,33% для образца ПА с полным набором итераций и 78,33% для опытного образца с первыми двумя итерациями. Последнее служит доказательством полноценного покрытия диапазонов рабочих частот ГНСС.

2. ДН щелевой фрактальной ПА далека от требований, продиктованных областью применения. Так, опытный образец с полным набором итераций характеризуется двунаправленностью излучения, где главный лепесток имеет ширину около 40%. Образец с первыми двумя итерациями имеет четыре значимых лепестка, обозримых на нормированной ДН, равноудаленных друг от друга на 45° с шириной не более 15% каждый.

Выводы

Данная статья рассматривает щелевую фрактальную ПА с точки зрения поляризационных характеристик как альтернативного метода борьбы с переотраженными сигналами спутниковой навигации на приемной стороне. Основная идея заключалась в создании антенной системы собственных поляризаций, т.е. в случае ГНСС – круговых с правым вращением. В ходе проведения вышеописанного эксперимента не удалось подтвердить или опровергнуть выдвинутую гипотезу, т.к. предложенная щелевая фрактальная ПА обладает линейной поляризацией, что подтверждается уровнем её излучения на принимающей стороне в согласованном и рассогласованном режимах. Линейная поляризация, будучи вертикальной или горизонтальной при прохождении ионосферы, меняет плоскость своего распространения на противоположную и, как следствие, на приемной стороне векторы поляризаций не совпадают и КПД приемной части падает.

Из отрицательных результатов опыта можно сделать вывод, что изготовленное устройство приемной антенной сигналов ГНСС с RHCP не является. В самом деле, рабочие частоты, рассчитанные при проектировании антенны, покрывают диапазоны заявленных систем GPS, ГЛОНАСС и Galileo. Следовательно, среди причин несоответствия требованиям следует рассматривать: геометрию и взаимное расположение излучателей антенной системы. Так, чтобы добиться формирования поля с круговой поляризацией, необходимо либо нарушить симметрию фрактальной структуры, либо запитать ПА таким образом, чтобы возбуждались два ортогональных колебания с соответствующими фазами и амплитудами, т.е. двухточечная или одноточечная, но удаленная от центра на некоторое расстрояние, схемы питания.

Также оптимизация данной антенной системы должна включать в себя решения относительно АЭФ. Как один из самых очевидных путей уменьшения антенного эффекта можно выделить непосредственное увеличение площади внешнего проводника, что, в свою очередь, является нежелательным с точки зрения миниатюризации.

Литература

1. Wong K.L. Compact and broadband microstrip antennas: NY. John Wiley & Sons, 2002. – 329 p.

2. Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. – Т. 1: Поляризация плоских ЭМВ и её преобразования. – Томск: ТГУ, 2006.

3. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов. – М.: Сов. радио, 1966.

4. ГОСТ Р 56424–2015. Глобальная навигационная спутниковая система. Морская дифференциальная подсистема. Размещение спутниковых антенн контрольнокорректирующей станции. Общие требования.

5. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. – М.: Радио и связь, 1986.

6. Слюсар В. Фрактальные антенны. Принципиально новый тип «ломаных» антенн. – Ч. 2. Электроника // НТБ. – 2007. – № 6. – С. 82–89.

7. Liu J.C., Chang D.C., Soong D. et al. Circular fractal antenna approaches with Descartes circle theorem for multiband/wide-band applications // Microw. Opt. Technol. Lett., Mar. 2005. – Vol. 44, No. 5. – PP. 404–408.

8. Chernova N.B., Kulikov A.A. CPW-fed fractal slot antenna design for ultra wide band applications // Труды Междунар. симп. «Надежность и качество». – Пенза, 2017. – Т. 2. – С. 365–370.

УДК 621.396.674.1

В.П. Кисмерешкин, А.В. Колесников, Н.А. Косточкина

К вопросу формирования однонаправленного излучения

Представлены результаты численного моделирования систем «излучатель – отражатель» в широком диапазоне частот. Результаты сопоставлены с ранее полученными экспериментальными результатами на конструктивных аналогах. Показано, что модель относительно адекватно отражает эффект расширения полосы частот, но экспериментальные результаты несколько лучше полученных при численном моделировании.

Ключевые слова: вибратор, петлевой вибратор, диапазонный излучатель, отражатель, коэффициент направленного действия, обратное излучение, импеданс.

Традиционно однонаправленное излучение формируют с помощью системы из двух вибраторов, один из которых активный, а другой пассивный с индуктивным характером ($2l > \lambda/2$). Вариант отражателя в виде проводящей плоскости в данном случае мы не рассматриваем. При всей простоте системы «вибратор – вибратор» ей присущ недостаток: полоса рабочих частот, где имеет место удовлетворительное подавление обратного излучения, оставляет желать лучшего.

Попытки выйти из этого круга были предприняты еще в 60-е годы прошлого века, при этом экспериментальным путем удалось достичь неплохих результатов [1, 2], но необходимых обобщений сделано не было, и потому указанные решения не нашли широкого применения.

В настоящее время в связи с необходимостью разработки ряда антенных систем в ДМВ-диапазоне данное направление исследований оказывается снова востребованным, и потому авторы обращаются к

данной тематике повторно с привлечением современных вычислительных средств.

В данной работе представлены результаты моделирования различных систем «излучатель – отражатель», которые соотнесены с ранее полученными экспериментально.

В работе [3] были приведены предварительные результаты исследований системы «линейный вибратор – петлевой замкнутый вибратор», которые показали нетривиальное взаимодействие друг с другом, проявляющееся в расширении полосы частот по сравнению с традиционной «вибратор – вибратор».

В данной работе расширены модификации систем, все они численно промоделированы, что позволило выявить более эффективные системы. Кроме того, расширены параметры оценки эффективности: фигурируют коэффициент направленного действия, уровень обратного излучения и полоса пропускания. При этом в качестве активного излучателя взят диапазонный [4, 5], обеспечивающий гармоничное конструктивное сопряжение в полосе частот как направленных характеристик, так и входного сопротивления, обеспечивающего хорошее согласование с трактами 50 и 75 Ом. Соответственно размеры излучателя приняты $S_H = 0.5\lambda_{max}$, $S_E = 0.25\lambda_{max}$, где S_H/λ_{max} и S_E/λ_{max} – размеры излучателя в *H*- и *E*-плоскостях, отнесенные к максимальной длине волны. Заметим, что лучшие варианты положены в основу конструктивной реализации в документацию ряда разработок, которые внедрены в производство и успешно эксплуатируются в технике связи. При этом отрадным является факт удовлетворительного согласования моделей и конструктивных решений, что является залогом дальнейшего успешного совершенствования антенных систем в УКВ- и ДМВ-диапазонах.

Таким образом, достигнуто две цели. Одна из них свидетельствует о соответствии физической и виртуальной моделей, а другая – об удачном программном обеспечении применительно к подобного рода задачам.

На рис. 1 представлены варианты отражающих структур, которые подвергались экспериментальному исследованию и численному моделированию.



Рис. 1. Варианты отражающих структур

Полученные результаты базировались на известном положении о необходимости иметь индуктивный характер в рефлекторе. Данная же работа расширяет это положение: необходимо иметь индуктивный импеданс отражателя в виде структуры с определенным соотношением между напряженностями электрического и магнитного полей (W = E/H) на его поверхности, о чем свидетельствуют проведенные исследования.

В каждой из приведенных отражающих структур характер импеданса вдоль оси Z индуктивный. Они отличаются друг от друга степенью подавления обратного излучения и полосой частот.

Сравнительные результаты экспериментального исследования, численного моделирования и адекватных промышленных образцов представлены в таблице, где Э – эксперимент; М – моделирование; П – промышленный образец; * – значение для диапазона частот 170–240 МГц; ** – значение для диапазона частот 470–860 МГц.

Следует заметить, что рассматриваемый способ снижения обратного излучения в широком диапазо-

не частот имеет явные преимущества в части перекрытия по частоте, что согласуется с диапазонными свойствами 2-рамочного излучателя, его конструктивными и электрическими преимуществами и с результатами экспериментальных исследований.

Сравнительные данные измерений эффективности вариантов рефлекторов

Вариант отражающей	K_{f}			$U_{ m o ar{o} p} / U_{180^{\circ}}$		
структуры	Э	М	П	Э	Μ	П
а	1,6	-	1,4	0,18	-	0,1
б		2,3	1,4		0,3	0,1
в	1,68	2,6	1,72	0,08	0,3	0,2* 0.1**

Полученные результаты были внедрены в целый ряд изделий. Среди них антенное устройство для районов Крайнего Севера, антенная система для приема TV в диапазоне 170–860 МГц, приемопередающая антенная решетка с повышенным КУ.

Таким образом, направление, основанное на диапазонных отражающих структурах в комплексе с диапазонными излучателями, позволяет использо-

вать полученные результаты при проектировании различных систем в УКВ- ДМВ-диапазоне.

Литература

1. А.с. № 216803, МКИ Н 04. Проволочный рефлектор / В.П. Кисмерешкин. – № 1105187/26-9; заявл. 23.09.66; опубл. 26.04.68. Бюл. № 15.

2. Пат. № 2113039, МКИ Н 01 Q 15/14. Широкополосный рефлектор / В.П. Кисмерешкин, Г.Н. Лобова. – № 96122764; заявл. 28.11.96; опубл. 10.06.98. 3. Кисмерешкин В.П. Восьмиэлементная антенна. – Омск, 1970. – 3 с. – Информ. листок № 0220276.

4. А.с. № 138277, МКИ Н 01 Q 9/16. Диапазонная антенна / К.П. Харченко. – № 670320/26; заявл. 16.06.1960; опубл. 01.01.1961. Бюл. № 10.

5. А.с. № 191647, МКИ Н 01 Q 9/28. Диапазонная направленная антенна / В.П. Кисмерешкин, К.П. Харченко, П.П. Мартынов. – № 1057654/26-9; заявл. 15.11.66; опубл. 26.01.67. Бюл. № 4.

УДК 621.396.67

М.М. Абулкасымов, Т.Г. Черныш, А.С. Шостак

Контроль неоднородных сред в диапазоне УКВ и СВЧ

Представлены результаты теоретического исследования влияния неоднородных сред на сопротивление широкополосной антенны, расположенной вблизи границы раздела. Проанализирована возможность использования данного влияния при зондировании неоднородных сред в диапазоне УКВ и СВЧ.

Ключевые слова: широкополосная антенна, зондирование, комплексное сопротивление, неоднородная среда.

В настоящее время широко развиваются радиофизические методы дистанционного зондирования при анализе различных однородных и неоднородных структур. Потребность в развитии данных методов обусловлена наличием широкого круга практических задач, таких как поиск противопехотных мин, контроль нарушений в природных и техногенных средах: в грунтах строительных площадок, дорожных покрытиях, фундаментах, газо- и нефтепроводах, различных грунтах после катастроф и т.д. В переносных приемопередающих системах для решения данных задач часто применяются методы зондирования плоскими волнами. Зачастую источником информации о неоднородности при зондировании плоскими волнами является график зависимости коэффициента отражения от частоты. Пример устройства и метода неразрушающего контроля при использовании плоских волн в диапазоне СВЧ, был ранее представлен в работе [1]. Однако использование плоских волн накладывает определенные ограничения на данный тип устройств, а именно требуется обеспечение пространства между антенной и исследуемой средой, которое бы превышало длину волны примерно в 10 раз. Данное ограничение не существенно в диапазоне СВЧ, но является серьезным лимитирующим фактором при конструировании переносных устройств неразрушающего контроля, работающих в более длинноволновых диапазонах, так как возникает необходимость обеспечения высоты расположения антенны, неприемлемо большой для данного типа устройств. Не стоит забывать и о том, что частота напрямую влияет на разрешающую способность и глубину зондирования. С увеличением частоты возрастает разрешающая способность, и в то же время уменьшается глубина зондирования. Из вышесказанного следует, что реализовать переносное приемопередающее устройство, рассчитанное на зондирование плоскими волнами в диапазоне УКВ, является очень сложной задачей.

Постановка задачи и геометрическая модель

Целью данной работы является анализ возможности использования зависимости модуля полного (с учетом внесенного) сопротивления линейной широкополосной антенны от частоты для идентификации неоднородности, что позволило бы избавиться от ограничений, связанных с использованием плоских волн.

В представленной для исследования модели (рис. 1) полуволновая антенна с размером плеча l поднята относительно исследуемой многослойной структуры на высоту h. Размер плеча антенны l равен четверти средней длины волны λ_{cp} , присущей диапазону рабочих частот исследуемой широкополосной антенны.



Исследуемая многослойная структура в качестве примера для простоты расчетов была выбрана плоскослоистой, четырехслойной, а также однородной в *X*- и *Y*-направлениях. Каждый слой характеризуется собственными параметрами, такими как тол-

щина T_i и комплексная диэлектрическая проницаемость $\dot{\varepsilon}_i$. Первый слой T_1 представляет собой воздушное пространство, слой T_3 характеризует искомую неоднородность, а слои T_2 и T_4 – среду ее залегания. Второй и третий слои имеют конечные линейные размеры, четвертый слой представлен полупространством ($T_4 \rightarrow \infty$).

Для исследования были выбраны диапазон рабочих частот от 300 до 600 МГц и соответствующая ему линейная широкополосная антенна. Расчеты проводились по формулам [2, 3], адаптированным для четырехслойной модели. Для того, чтобы оценить влияние неоднородностей при различной глубине залегания T₂ на зависимость модуля полного комплексного сопротивления широкополосной антенны от частоты, были рассмотрены неоднородности, такие как воздушная полость $\dot{\varepsilon}_3 = 1 - 0,001 j$ и металлоподобный объект $\dot{\epsilon}_3 = 2,5 - 10^7 j$. Размер неоднородности Т₃ в обоих случаях принят равным 10 см. Высота расположения антенны выбрана равной 3 см, так как это значение примерно соответствует расстоянию, на котором проводят зондирование переносными системами в полевых условиях. Искомая неоднородность залегает в однородной структуре, имитирующей влажный почвогрунт с комплексными диэлектрическими параметрами $\dot{\epsilon}_2$ и $\dot{\epsilon}_4$, равными 15-0,01 *і*. Ниже приведены для сравнения и дальнейшего анализа графики зависимостей модуля полного комплексного сопротивления широкополосной антенны от частоты (рис. 2, 3) при наличии воздушной и металлоподобной неоднородности, а также при ее отсутствии.



Рис. 2. Зависимость модуля полного комплексного сопротивления широкополосной антенны от частоты. В качестве неоднородности выступает воздушная прослойка: *I* – при отсутствии неоднородности; *2* – при глубине залегания 1 см; *3* – при глубине залегания 5 см; *4* – при глубине залегания 10 см; *5* – при глубине залегания 15 см

Анализ результатов

Если сравнивать графики зависимостей модуля полного комплексного сопротивления широкополосной антенны (с учетом внесенного средой и неоднородностью сопротивления) от частоты для различных неоднородностей, можно заметить общую тенденцию нарастания периодичности зависимости с увеличением глубины залегания искомой неоднородности. Появление экстремумов обусловлено полуволновыми максимумами и четвертьволновыми минимумами. Можно заметить некую зеркальность графиков для разных неоднородностей, это связано с резкими отличиями природы неоднородности в плане диэлектрических свойств. Из графиков видна возможность, на фоне отсутствия неоднородности (кривая *1* рис. 2, 3) обнаружения и локализации неоднородности по глубине залегания. Также ранее в работе [4] было исследовано влияние размеров неоднородности на характер зависимости.



Рис. 3. Зависимость модуля полного комплексного сопротивления широкополосной антенны от частоты. В качестве неоднородности выступает металлоподобный объект: *I* – при отсутствии неоднородности; *2* – при глубине залегания 1 см; *3* – при глубине залегания 5 см; *4* – при глубине залегания 15 см

Выводы

Проделанное теоретическое исследование влияния искомой неоднородности, находящейся в толще укрывающей среды, на сопротивление широкополосной антенны позволяет сделать следующие выводы:

 Исследование показало возможность использования данных об изменении сопротивления антенны в качестве источника информации о неоднородности, что может в свою очередь избавить устройство от ограничений, связанных с использованием плоских волн в диапазоне УКВ.

2. Многие известные методы обработки информации при подповерхностном зондировании не позволяют достаточно эффективно решать задачи обнаружения, локализации и идентификации неоднородностей, поэтому использование данных о внесенном в приземную антенну сопротивлении может помочь улучшить существующие методы зондирования, а также даст возможность создания самостоятельных устройств, работающих на данных принципах.

 Данные о внесенном подстилающей средой сопротивлении могут быть использованы для луч-

шей настройки и улучшения условий эксплуатации приземных антенн.

Литература

1. Абулкасымов М.М., Черныш Т.Г., Шостак А.С. Метод неразрушающего контроля состояния взлетнопосадочной полосы // Измерение, контроль, информатизация: матер. XVII Междунар. науч.-техн. конф. – 2016. – С. 217–219.

2. Шостак А.С., Лукьянов С.П., Дума А.Р., Загоскин В.В. Анализ теоретических и экспериментальных исследований влияния диэлектрических свойств контролируемого полупространства на параметры линейных вибраторных антенн // Журнал радиоэлектроники. – 2001. – №1. – С. 1–11.

3. Шостак А.С., Авдоченко Б.И., Загоскин В.В. и др. Входной импеданс ультравысокочастотной линейной антенны, расположенной над трехслойной средой // Изв. вузов. Физика. – 2006. – №8. – С. 79–82.

4. Абулкасымов М.М., Джакыпов К.А., Черныш Т.Г., Шостак А.С. Исследование влияния неоднородной плоскослоистой структуры на импеданс широкополосной антенны // Доклады ТУСУРа. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 19–22.

УДК 621.396.41

К.А. Джакыпов, М.М. Абулкасымов, А.С. Шостак

Исследование влияния однородной плоскослоистой структуры на взаимный импеданс двух линейных вибраторных антенн

Представлены результаты теоретического исследования влияния однородной плоскослоистой структуры на взаимный импеданс двух линейных вибраторных антенн, расположенных вблизи границы раздела. Расчеты проведены для однородной среды при различных значениях диэлектрической проницаемости. Приведен анализ полученных результатов теоретического исследования.

Ключевые слова: линейные вибраторные антенны, импеданс, зондирование, однородная структура.

В настоящее время линейные электрические вибраторы широко используются в антенной технике. Они применяются как самостоятельные антенны на декаметровых, метровых, дециметровых и сантиметровых волнах, так и в качестве элементов в составе сложных антенных систем. На практике в подавляющем большинстве случаев линейные вибраторы, применяемые в виде самостоятельных антенн, располагают либо на подвижных или стационарных объектах, либо вблизи границы раздела земля-воздух. Электрические параметры земли (проводимость, диэлектрическая проницаемость и т.д.) оказывают значительное влияние на электрические характеристики антенн. Необходимость учета влияния среды на параметры антенн возникает при конструировании практически любой связной аппаратуры, эксплуатирующейся вблизи земной поверхности. Большое значение имеет учет влияния среды на характеристики антенн для задач дистанционного зондирования различных материальных полупроводящих сред, в том числе и подстилающих сред таких как почвогрунты, горные породы, части строительных сооружений, дорожные покрытия, взлетнопосадочные полосы и т.д. [1, 2, 4].

Метод наведенных ЭДС дает возможность количественно определить степень влияния реальной земли на входные сопротивления линейного вибратора и, следовательно, на величину коэффициента усиления [1]. С помощью этого метода в работе [2] теоретически исследуется влияние неоднородных плоскослоистых структур на импеданс линейной полуволновой антенны, расположенной вблизи границы раздела, а также рассматривается случай взаимодействия двух параллельных полуволновых антенн, расположенных над поверхностью подстилающей среды. В [2] взаимодействие двух параллельных полуволновых антенн рассматривается лишь для однородной среды с комплексной диэлектрической проницаемостью $\dot{\varepsilon}_2 = 10 - 0.1i$.

В данной работе теоретически исследуется влияние однородных плоскослоистых сред на взаимный импеданс двух линейных вибраторных антенн, расположенных вблизи границы раздела.

Постановка задачи

Линейные вибраторные антенны A₁ и A₂ расположены над горизонтально-слоистой средой параллельно друг другу и границам раздела слоев (рис. 1); одна из них может быть передающей (активной), а вторая - приемной (пассивной). Взаимодействующие антенны имеют размер плеча *l*, равный четверти длины волны λ. Исследуемая однородная структура состоит из двух слоев. Каждый слой характеризуется собственной толщиной Т_i и комплексной диэлектрической проницаемостью $\dot{\varepsilon}_i$. Слой T_1 – воздушное пространство, в котором расположены антенны, а слой Т₂ является полупространством, т.е. $(T_2 \rightarrow \infty)$. Начало координат находится на границе между слоями T₁ и T₂. Ось Z перпендикулярна поверхностям раздела слоев. Антенна A₁ длиной 2l₁ расположена на высоте h_1 , антенна A_2 длиной $2l_2$ – на высоте h_2 . Антенна A_1 расположена в плоскости XOZ симметрично относительно начала координатной оси Z. Антенна А2 смещена относительно начала

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

136

координат в направлении оси Y на величину y и по оси X на величину c. Антенны настроены на частоту 300 МГц. Требуется определить взаимный импеданс антенн в присутствии границы раздела при различных значениях комплексной диэлектрической проницаемости $\dot{\varepsilon}_2$.



Рис. 1. Геометрия задачи

В работе [2] рассматривается математическая модель линейной полуволновой антенны, основанная на методе наводимых ЭДС и позволяющая моделировать входные сопротивления антенны с высокой точностью. Согласно данной модели распределение токов вдоль антенн A_1 и A_2 принимается синусоидальным, и взаимный импеданс антенн в присутствии границы раздела записывается следующим образом:

$$Z_{1,2} = Z_0 + \Delta Z$$
, (1)

где Z_0 – характеризует взаимный импеданс двух антенн в свободном пространстве (в отсутствие границ раздела); ΔZ – вторичный взаимный импеданс, обусловленный в присутствии границы раздела. В литературе [4] имеются подробные таблицы значений Z_0 в зависимости от расстояния между антеннами y. Расчеты ΔZ проводились по формулам, приведенным в [2]. Расчеты проводились при следующих условиях: $h_1 = h_2$; $I_1 = I_2$; $T_2 \rightarrow \infty$; c = 0.

Далее приведены графики зависимости внесенного полупространством взаимного активного сопротивления ΔR и реактивного сопротивления ΔX от расстояния между антеннами y/λ на различных высотах h/λ для различных значений комплексной диэлектрической проницаемости $\dot{\varepsilon}_2$: $\dot{\varepsilon}_2 = 3,5-0,01j$ (рис. 2, a, δ); $\dot{\varepsilon}_2 = 7-0,25j$ (рис. 3, a, δ); $\dot{\varepsilon}_2 = 12-0,5j$ (рис. 4, a, δ). Также приведены зависимости взаимного активного $R_{\rm cB.np}$ и реактивного $X_{\rm cB.np}$ сопротивлений двух линейных вибраторных антенн, расположенных в свободном пространстве.

На рис. 5, *a*, *б* приведены кривые – зависимости полного активного сопротивления $R_{\text{полн}}(a)$ и полного реактивного сопротивления $X_{\text{полн}}(\delta)$ от расстояния между антеннами *у*/ λ на различных высотах *h*/ λ для комплексной диэлектрической проницаемости $\dot{\epsilon}_2 = 3,5 - 0,01j$.



Рис. 2. Зависимость внесенного полупространством взаимного активного сопротивления $\Delta R(a)$ и реактивного сопротивления $\Delta X(\delta)$ от расстояния между антеннами y/λ на различных высотах h/λ для комплексной диэлектрической проницаемости $\dot{\epsilon}_2 = 3.5 - 0.01 j$:



Рис. 3. Зависимость внесенного полупространством взаимного активного сопротивления $\Delta R(a)$ и реактивного сопротивления $\Delta X(\delta)$ от расстояния между антеннами *у*/ λ на различных высотах *h*/ λ для комплексной диэлектрической проницаемости $\dot{\varepsilon}_2 = 7 - 0.25 j$:

1 – при $h/\lambda = 0,01$; 2 – при $h/\lambda = 0,03$; 3 – при $h/\lambda = 0,05$; 4 – при $h/\lambda = 0,08$; 5 – при $h/\lambda = 0,1$



Рис. 4. Зависимость внесенного полупространством взаимного активного сопротивления $\Delta R(a)$ и реактивного сопротивления $\Delta X(\delta)$ от расстояния между антеннами y/λ на различных высотах h/λ для $\dot{\varepsilon}_2 = 12 - 0.5 j$:

1 – при $h/\lambda = 0,01; 2$ – при $h/\lambda = 0,03; 3$ – при $h/\lambda = 0,05; 4$ – при $h/\lambda = 0,08; 5$ – при $h/\lambda = 0,1$



Рис. 5. Зависимость полного активного сопротивления $R_{\text{полн}}(a)$ и полного реактивного сопротивления $X_{\text{полн}}(\delta)$ от расстояния между антеннами y/λ на различных высотах h/λ : $1 - \text{при } h/\lambda = 0,01; 2 - \text{при } h/\lambda = 0,03; 3 - \text{при } h/\lambda = 0,05;$ $4 - \text{при } h/\lambda = 0,08; 5 - \text{при } h/\lambda = 0,1$

На рис. 6 приведены кривые зависимости модуля полного сопротивления |Z| от расстояния между антеннами y/λ на различных высотах h/λ для $\dot{\varepsilon}_2 = 3,5-0,01j$.



Рис. 6. Зависимость модуля полного сопротивления |Z| от расстояния между антеннами y/λ на различных высотах h/λ :

1 – при $h/\lambda = 0,01$; 2 – при $h/\lambda = 0,03$; 3 – при $h/\lambda = 0,05$; 4 – при $h/\lambda = 0,08$; 5 – при $h/\lambda = 0,1$

Анализ результатов

Из графиков зависимостей внесенного полупространством взаимного активного сопротивления ΔR и реактивного сопротивления ΔX от расстояния между антеннами y/λ на различных высотах h/λ (см. рис. 2-4) можно заметить, что при условии разноса антенн $y/\lambda > 0,04$ кривые 1–5 находятся в противофазе с соответствующими кривыми для свободного пространства ($R_{cB,np}$ и $X_{cB,np}$). На рис. 5, *a*, *б* при расстоянии между антеннами $y/\lambda > 0,04$ кривые полного активного сопротивления и полного реактивного сопротивления имеют осциллирующий затухающий характер. При сближении антенн ($y/\lambda \rightarrow 0$) суммарные сопротивления стремятся к предельному значению (см. рис. 5, а, б). По мере увеличения расстояния между антеннами ($y/\lambda \rightarrow \infty$) модуль полного сопротивления стремится к нулю ($|Z| \rightarrow 0$) (см. рис. 6).

Из графиков зависимостей внесенного полупространством взаимного активного сопротивления ΔR и реактивного сопротивления ΔX от расстояния между антеннами y/λ видно, что при малых высотах $(h = 0,01\lambda, h = 0,03\lambda)$ влияние среды ощущается заметным образом, что проявляется существенными изменениями на графиках (см. рис. 2–4). По мере увеличения высоты h/λ величины ΔR и ΔX резко уменьшаются, и основную роль начинают играть взаимное активное $R_{\rm св.пр}$ и реактивное $X_{\rm св.пр}$ сопротивление двух линейных вибраторных антенн, расположенных в свободном пространстве (см. рис. 2, *a*, *б* и 5, *a*, *б*).

Для того чтобы оценить влияние диэлектрической проницаемости на взаимный импеданс антенн, был построен график зависимости модуля внесенного сопротивления от расстояния y/λ на высоте $h/\lambda = 0.03$ для различных значений $\dot{\varepsilon}_2$ (рис. 7).



Рис. 7. Зависимость модуля внесенного сопротивления $|\Delta Z|$ от расстояния между антеннами y/λ на высоте $h/\lambda = 0.03$: $l - при \dot{\epsilon}_2 = 3.5 - 0.01j$;

2 – при $\dot{\epsilon}_2 = 7 - 0.25 j$; 3 – при $\dot{\epsilon}_2 = 12 - 0.5 j$

Из рис. 7 видно, что по характеру зависимости модуля внесенного сопротивления имеется возможность различать диэлектрические проницаемости различных сред по положениям экстремумов.

Выводы

Проведенные теоретические исследования влияния однородной плоскослоистой структуры на взаимный импеданс двух линейных вибраторных антенн позволяют сделать следующие выводы:

 Исследование влияния однородной плоскослоистой структуры на взаимный импеданс двух линейных вибраторных антенн может быть использовано при конструировании линейных вибраторных антенн, расположенных вблизи поверхности земли.

2. Зависимости полного активного сопротивления $R_{\text{полн}}$ и полного реактивного сопротивления $X_{\text{полн}}$ от расстояния между антеннами y/λ на различных высотах h/λ имеют осциллирующий затухающий характер.

 По зависимости модуля внесенного сопротивления от расстояния между антеннами у/λ имеется возможность различать диэлектрические проницаемости различных сред по положениям экстремумов.

4. Полученные результаты будут полезны при расчетах антенных систем геолокаторов, состоящих из двух первоначально развязанных по первичному сигналу антенн.

Литература

1. Лавров Г.А., Князев А.С. Приземные и подземные антенны. – М.: Сов. Радио, 1965. – 472 с.

2. Шостак А.С., Лукьянов С.П., Дума А.Р., Загоскин В.В. Анализ теоретических и экспериментальных исследований влияния диэлектрических свойств контролируемого полупространства на параметры линейных вибраторных антенн // Журнал радиоэлектроники. – 2001. – №1. – С. 1–11.

3. Шостак А.С., Першанин Д.А. Особенности зондирования неоднородных материальных сред с помощью линейных антенн // Изв. вузов. Физика. – 2012. – №8/3. – С. 136–137.

4. Марков Г.Т. Антенны. – М.: ГЭИ, 1960. – 535 с.

УДК 621.396.677

С.К. Доманов

Экспериментальное исследование влияния отклонения измерительного зонда от нормали к плоскости сканирования на характеристики направленности зеркальной антенны

Приведены результаты восстановления диаграммы направленности (ДН) двухзеркальной осесимметричной антенны К-диапазона с эллиптической поляризацией по результатам измерения амплитудно-фазового распределения (АФР) ближнего поля в плоском сканере при отклонении зондовой антенны от нормали к плоскости сканирования.

Ключевые слова: антенные измерения, ближнее поле, двухзеркальная осесимметричная антенна, отклонённый зонд.

Для осуществления точных измерений радиотехнических (РТХ) антенн на планарном автоматизированном измерительно-вычислительном комплексе (АИВК) ближнего поля [1] важным аспектом является точность позиционирования антенны-зонда в заданной системе координат [2]. Помимо перемещения антенны-зонда в декартовых координатах, осуществляется вращение по крену (по поляризации), необходимое для измерения двух ортогональных составляющих вектора напряженности электрического поля и расчёта суммарной ДН. На практике во всех случаях имеет место некоторое отклонение зондовой антенны от её оси вращения, несмотря на высокую точность изготовления элементов измерительного оборудования. Зондовые антенны являются сменными нестационарными устройствами в составе АИВК. Это приводит к постепенному износу контактных частей, что становится причиной возникновения прецессий.

На рис. 1, 2 схематично показаны номинальное (не отклонённое) и отклонённое положения зондовой антенны от нормали к поверхности сканирования и возникающее вследствие этого линейное смещение апертуры зонда.



Рис. 1. Неотклонённое положение зондовой антенны



Рис. 2. Отклонение зондовой антенны от нормали к поверхности сканирования и возникновение линейного смещения апертуры зонда

Целью исследований, описываемых в работе, является экспериментальная оценка влияния отклонения продольной оси зондовой антенны в виде открытого конца прямоугольного волновода на РТХ двухзеркальных антенн К-диапазона и выработка практических рекомендаций по исключению данного фактора при проведении наземной экспериментальной отработки (НЭО) антенн космических аппаратов.

Эксперимент проводился на базе АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва» (АО «ИСС»). АИВК представляет собой плоский горизонтальный сканер производства компании ООО «НПП «ТРИМ СШП Измерительные Системы», с рабочей областью 10×16 м. Точность позиционирования по направляющим составляет 0,05 мм, погрешность восстановления уровней ДН на уровнях 0-(-10) дБ не превышает 0,2 дБ, на уровнях 0-(-20) не более 0,3 дБ, на уровнях -20-(-30) – не более 0,5 дБ, на уровнях -30-(-40) – не более 1 дБ, аппаратная погрешность углов восстановленной ДН – не более 0,02° [1].

Объектом исследования являлась двухзеркальная осесимметричная антенна К-диапазона с близкой к круговой (КЭ \approx 0,9) поляризацией со следующими геометрическими параметрами: основное зеркало – параболоид вращения диаметром 900 мм; малое зеркало – гиперболоид вращения диаметром 200 мм; облучатель – конический гофрированный рупор с диаметром апертуры 55 мм; рабочая частота 20,8 ГГц, длина волны $\lambda \approx 15$ мм. Расстояние от точки вращения зонда (см. рис. 2) до плоскости сканирования составляло 800 мм. Расстояние от апертуры зонда до апертуры исследуемой антенны (ИА) 400 мм.







Первоначально проводился цикл статистических измерений, по результатам которых погрешность измерений не превысила погрешность АИВК. Для получения наиболее точных результатов измерений в ближней зоне необходимо учитывать характеристики направленности измерительной антенны (зонда).

На рис. 3 представлены сечения суммарных ДН ИА в плоскости, соответствующей плоскости Н зондовой антенны, рассчитанной с учётом и без учёта ДН зондовой антенны. Видно, что по мере удаления от нормали к апертуре антенны уровень боковых лепестков (УБЛ) ДН становится выше, однако в данном случае изменение амплитуды ДН не превышает погрешность АИВК, которая составляет на уровнях ДН ниже –30 дБ порядка 0,5 дБ.

На рис. 4 показаны сечения суммарных ДН в азимутальной плоскости, рассчитанные по результатам измерений с различным углом отклонения зондовой антенны.

Из рис. 4 следует, что наибольший разброс значений ДН исследуемой антенны наблюдается для отклонения на 3°, что соответствует линейному перемещению на 42 мм, превышающему λ в 3 раза.

Отклонение значений ДН начинают превышать погрешность АИВК:

– для линейного смещения на 0,2 λ – на уровнях –40 дБ;

для линейного смещения на 2 λ – на уровнях
 –33 дБ;

для отклонения зонда на 3 λ – на уровнях
 –23 дБ.

Для устранения отклонения зондовой антенны от нормали к плоскости сканирования предлагается использовать оптические системы контроля, такие как лазерные дальномерные системы (радары) типа MV 224, MV 260 и др. производства компании Metris [3]. На рис. 5, *а* представлена антенна-зонд компании Satimo [4], применявшаяся для проведения вышеописанных экспериментов, на которой расположены реперные точки (специальные оптические сферы), установленные на магниты. На рис. 5, *б* показан лазерный радар MV 260. Измеряя время оклика оптического луча от реперных точек, радар позволяет измерить их положение с точностью до 0,15 мм на расстоянии порядка 15 м от объекта измерений.

Выводы

Линейное смещение апертуры зонда в виде открытого конца прямоугольного волновода в пределах 0,2 λ не приводит к увеличению погрешности восстановления ДН, превышающей погрешность АИВК вплоть до уровня –40 дБ.

Экспериментально установлено, что отклонение продольной оси зондовой антенны на угол, проекция которого в линейном отношении превышает длину рабочей волны в 3 раза, не приводит к отклонению электрической оси антенны и позволяет восстанавливать ДН до уровня –23 дБ с точностью, не превышающей погрешность АИВК.



Рис. 5. Зондовая антенна диапазона 18–26,5 ГГц – *a*; лазерный радар MV 260 – *б*

Для минимизации отклонения зонда от номинального положения целесообразно использовать прецизионные лазерные радары.

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

В работе исследовано влияние отклонения зонда от нормали к поверхности сканирования на характеристики направленности зеркальных антенн. Влияние отклонения зонда на измерение уровня кроссполяризации и кроссполяризационной развязки – предмет дальнейших исследований.

Литература

1. Автоматизированный измерительно-вычислительный комплекс (АИВК) для измерений радиотехнических характеристик антенн в составе КА и автономно ТМСА 1.0-40.0 БЗ/ГСП 044: рук-во по эксплуатации:

УДК 621.396.677

С.К. Доманов

Кн. 1. ООО НПП «СШП ТРИМ», ТМСА.044.040.00Б РЭ. – СПб., 2012. – 41 с.

2. Newell A. Error analysis techniques for planar nearfield measurements // IEEE Trans. Antennas Propagat. – Jun. 1988. – Vol. 36, No. 6. – PP. 754–768.

3. Laser Radar MV224/260 [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

http://www.metris3d.hu/laserradar_eng_1107.pdf, свободный (дата обращения: 4.08.2017).

4. Open Ended Waveguides [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.mvg-world.com/en/products/ field_product_family/antenna-1/open-ended-waveguide (дата обращения: 4.08.2017).

Особенности измерения коэффициента эллиптичности на автоматизированном измерительном комплексе дальней зоны в частотной области

Рассматриваются особенности измерения коэффициента эллиптичности (КЭ) антенн с эллиптической поляризацией на автоматизированном измерительно-вычислительном комплексе (АИВК) дальней зоны в частотной области. Показано, что для получения корректного результата измерений необходимо предварительно определить положение большой и малой осей поляризационного эллипса исследуемой антенны (ИА) и пространственно совместить их с плоскостью колебаний вектора напряжённости электрического поля вспомогательной антенны.

Ключевые слова: антенные измерения, дальняя зона, двухзеркальная осесимметричная антенна, поляризационный эллипс, коэффициент эллиптичности.

Несмотря на современные тенденции, связанные с активным переходом от методов измерений в дальней зоны (ДЗ) к АИВК, работающих на сокращённых расстояниях [1], традиционные методы не утратили своей актуальности. Традиционный метод измерения характеристик антенн в дальней зоне (ДЗ), называемый «методом вышки» [2], позволяет проводить наиболее оперативную (до нескольких минут, в зависимости от требуемых углов измерения ДН и рабочей частоты исследуемой антенны) оценку характеристик направленности антенн, проводя измерения только в главных сечениях ДН. В то же время современная реализация измерительного полигона ДЗ на базе АИВК позволяет проводить в том числе объёмные измерения комплексной ДН и на основе измеренных данных рассчитывать вторичные характеристики, такие как коэффициент усиления и коэффициент направленного действия; координаты фазового центра; измерения поляризационных характеристик (ПХ) (коэффициента эллиптичности, угла наклона оси поляризационного эллипса и направления вращения вектора поляризации); уровней кроссполяризации и кроссполяризационной развязки.

Современные АИВК дальней зоны отличаются использованием приёмных и передающих устройств, работающих в широкой полосе частот, имеющих высокий динамический диапазон и, в целом расширенный функционал; прецизионных позиционирующих устройств (точность углового шага порядка 0,01°); системой синхронизации по сигналу GPS/ГЛОНАСС, позволяющей синхронизировать по времени работу генератора и приёмника; беспроводной системой дистанционного управления опорноповоротным устройством вспомогательной антенны (как правило, передающей); многофункциональным программным обеспечением (ПО), позволяющим организовать управление всеми основными составляющими измерительного полигона из комнаты оператора, а также провести обработку, анализ и обеспечить графическое представление измеренной информации.

Структурная схема ПО для АИВК ДЗ представлена на рис. 1.

Измерительный полигон на основе АИВК ДЗ производства компании ООО НПП «ТРИМ СШП измерительные системы» [3, 4], расположенный в Акционерном обществе «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва» (АО «ИСС»)» [5], представляет собой разнесённые в пространстве передающую и приёмную части, между которыми располагается ниспадающий рельеф протяжённостью 2,5 км.

Объектом испытаний являлась двухзеркальная антенна Кассегрена с эллиптической поляризацией, располагающаяся на ОПУ, с помощью которого осуществлялось сканирование путём поворота ан-

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

142

тенны в плоскости азимута и угла места в секторе 10×10°. Вспомогательная антенна закреплялась неподвижно и являлась передающей.



Рис. 1. Структурная схема программного обеспечения автоматизированного измерительно-вычислительного комплекса дальней зоны

Поляризационные характеристики антенны измеряются методом разложения волны на ортогонально-поляризованные компоненты электрического поля в линейном базисе. При этом вспомогательная антенна излучает линейно поляризованное электромагнитное поле (в нашем случае вертикальной поляризации). Перед началом измерений необходимо провести взаимную юстировку исследуемой и вспомогательной антенн и устранить прецессию при повороте антенн по оси поляризации. В ходе измерений одного сечения ДН накапливается массив измерительной информации в виде значений комплексного коэффициента передачи $\dot{S}(\omega, \theta)$ на заданных частотах. Затем для требуемой частоты ω_k определяется максимальное значение $\dot{S}(\omega_k, \theta)_{\text{max}}$, соответствующее направлению главного максимума θ_0 , и проводится вычисление нормированной ДН в требуемом представлении (как правило, в логарифмическом масштабе).

$$F(\omega_k, \theta) = 10\log \frac{S(\omega_k, \theta)^2}{S(\omega_k, \theta_0)^2_{\max}}.$$
 (1)

Объёмная амплитудная ДН (рис. 2) рассчитывается как модуль векторной суммы диаграмм направленности, измеренных для отдельных ортогональных составляющих поля. Для системы координат (θ, ϕ)

$$F(\theta, \varphi) = \sqrt{F_{\theta}^{2}(\theta, \varphi) + F_{\varphi}^{2}(\theta, \varphi)}.$$
 (2)



Рис. 2. Объёмное представление суммарной амплитудной диаграммы направленности исследуемой антенны в координатах «Азимут – угол места»

Переход от составляющих F_{θ} , F_{ϕ} к азимутальной F_A и угломестной F_E составляющим подробно описан в [4].

Параметры поляризационного эллипса определяются соотношением амплитуд и фаз гармонических сигналов на ортогональных поляризациях. Положим, что сигналы $\dot{S}(\omega, \theta)_1$ и $\dot{S}(\omega, \theta)_2$ соответствуют вертикальной и горизонтальной поляризации вспомогательной антенны. Тогда K_3 рассчитывается следующим образом:

$$K_{\mathfrak{H}} = \frac{1 + \left(\frac{|S(\omega, \theta)_{2}|}{|S(\omega, \theta)_{l}|}\right)^{2} - \sqrt{1 + 2\left(\frac{|S(\omega, \theta)_{2}|}{|S(\omega, \theta)_{l}|}\right)^{2} \cdot \cos(2 \cdot \arg(S(\omega, \theta)_{21}) + \left(\frac{|S(\omega, \theta)_{2}|}{|S(\omega, \theta)_{l}|}\right)^{4}}{2 \cdot \left(\frac{|S(\omega, \theta)_{2}|}{|S(\omega, \theta)_{l}|}\right) \cdot \sin(\arg(S(\omega, \theta)_{21}))}.$$
(3)

Знак рассчитанного K_{\ni} будет определять направление вращения вектора напряжённости электрического поля.

Отличие традиционного метода измерения K_{\ni} от метода измерения с помощью современного АИВК заключается в следующем: традиционный метод подразумевает непрерывное вращение ИА по крену с фиксацией максимального и минимального уровней сигнала, соответствующих различным положениям поляризационного эллипса. После чего по известным формулам определялся K_{\ni} либо кроссполяризационная развязка. При использовании современного АИВК исследуемая антенна, как правило, непрерывно перемещается в азимутальной плоскости, затем в шаговом режиме изменяется положение в угломестной плоскости и цикл повторяется до полного измерения заданного сектора. После этого антенна поворачивается на 90 градусов по крену и вышеописанная операция повторяется. Такой метод измерения может приводить к некорректному измерению K_3 , поскольку исходное положение может не соответствовать совмещённому положению большой (или малой) осей поляризационного эллипса. Для корректного измерения K_3 требуется путём поворота
ИА по крену найти положение, при котором будет зафиксирован максимальный уровень сигнала. Это положение будет соответствовать совпадению большой оси поляризационного эллипса с плоскостью поляризации вектора Е вспомогательной антенны (рис. 3, *a*). Затем после проведения цикла измерений будут сформированы исходные данные для дальнейшего расчёта в ПО.

На рис. 3 представлено упрощённое геометрическое представление положения поляризационных эллипсов ИА в плоскости колебания вектора напряженности Е электрического поля вспомогательной антенны.

Если большая полуось поляризационного эллипса ИА не будет совпадать с плоскостью основной поляризации вспомогательной антенны (рис. 3, б), КЭ исследуемой антенны будет существенно завышен. На рис. 4 представлены графики частотной зависимости *К*_Э при различных начальных установках поляризационного эллипса ИА.



Рис. 3. Взаимное расположение поляризационного эллипса исследуемой антенны и плоскости колебаний вектора Е вспомогательной антенны с линейной вертикальной поляризацией для исходного (-) и ортогонального (--) положений: *a* – корректное, *б* – некорректное



Рис. 4. Частотная зависимость измеренного КЭ при различных начальных положениях исследуемой антенны

Таким образом, корректный выбор первоначального положения ИА существенно влияет на результат определения K_{\Im} . В данном случае максимальная разница в расчете K_{\Im} составила 0,16. При некорректном выборе первоначального положения ИА результат измерений K_{\Im} может стать причиной подтверждения выполнения заданных требований антенной, которая им не соответствует. Данные особенности измерения K_{\Im} в автоматизированном режиме пока не отражены в руководстве по эксплуатации АИВК.

Литература

 Матер. науч.-практ. семинара по вопросам проведения антенных измерений в блжней зоне [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://trimcom.ru/post/9materialy_nauchno_prakticheskogo_seminara.pdf, свободный (дата обращения: 10.09.2017).

2. Захарьев Л.Н. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Л.Н. Захарьев, А.А. Леманский, В.И. Турчин и др. – М.: Радио и связь, 1985. – 368 с.

 TRIM Сверхширокополосные измерительные системы [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://trimcom.ru/, свободный (дата обращения: 10.09.2017).

4. Автоматизированный измерительновычислительный комплекс (АИВК) ТМСА1.0-50.0 Д 072 (дальнее поле): Руководство по эксплуатации ТМСА.072.050.00Д РЭ. ООО НПП «ТРИМ СШП Измерительные системы». – СПб., 2014. – 134 с.

5. АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.iss-reshetnev.ru/, свободный (дата обращения: 10.09.2017).

144

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

УДК 543.42.061

К.М. Красников, А.С. Шостак, М.М. Абулкасымов

Спектральный анализ сигналов, отраженных от среды с многослойной структурой

Анализируются особенности поведения модулей коэффициентов отражения электромагнитных радиоволн при прямом падении на контролируемую среду. Исследуется возможность использования результатов зондирования для определения электрофизических свойств слоев подстилающих сред с объектами, находящимися в них. Ключевые слова: спектральный анализ, модуль коэффициента отражения, спектральная плотность, зондирование.

Для обнаружения местоположения объектов или поверхностей раздела, находящихся под землей или расположенных внутри визуально непрозрачных конструкций, используются подповерхностные радиолокаторы. Основной проблемой обнаружения объектов, находящихся под землей, являются малоразличимые диэлектрические проницаемости объекта и среды распространения электромагнитных радиоволн. Для решения данной задачи были проанализированы модули коэффициента отражения от среды с последующим их спектральным преобразованием.

Постановка задачи

На слоисто-неоднородную диэлектрическую среду из свободного пространства ($\hat{\varepsilon} = 1$, $\mu = 1$) падает плоская электромагнитная волна *P* (рис. 1). Требуется определить значения коэффициента отражения (R_{orp}) от исследуемой среды в случае нахождения на поверхности среды диэлектрических слоёв. Верхний слой и подстилающая среда имеют полубесконечные толщины, а толщина второго сравнительно тонкого слоя – переменная величина, соизмеримая с длиной волны. Значения $\hat{\varepsilon}$ второго слоя и подстилающей среды (третьего слоя) изменяются в ходе эксперимента.



Математическая модель

Известно, что коэффициент отражения многослойной среды определяется по рекуррентной формуле

$$R_{1,n} = \frac{R_{1,2} + R_{2,n} \exp(-j4\pi h_2 / (\lambda \sqrt{\varepsilon_2}))}{1 + R_{1,2} R_{2,n} \exp(-j4\pi h_2 / (\lambda \sqrt{\varepsilon_2}))}, \qquad (1)$$

где

$$R_{i,i} = 0 \quad R_{i,i+1} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{i+1}} - \sqrt{\varepsilon_i}}{\sqrt{\varepsilon_{i+1}} + \sqrt{\varepsilon_i}}, \qquad (2)$$

$$R_{i,k} = \frac{R_{i,i+1} + R_{i+1,k} \exp(-j4\pi h_{i+1}/(\lambda\sqrt{\varepsilon_{i+1}}))}{1 + R_{i,i+1}R_{i+1,k} \exp(-j4\pi i h_{i+1}/(\lambda\sqrt{\varepsilon_{i+1}}))}, \quad (3)$$

где $k \neq i, k \neq i+1$.

Используя формулы (1)–(3), найдем формулы для коэффициента отражения *R*_{1,3} в случае принятой нами модели исследования:

$$R_{1,3} = \frac{R_{1,2} + R_{2,3} \exp(\gamma_1)}{1 + R_{1,2} R_{2,3} \exp(\gamma_1)}, \quad \text{rge} \quad \gamma_1 = -j \frac{4\pi h_2}{\lambda \sqrt{\epsilon_2}} .$$
(4)

По формуле (3) были рассчитаны модули коэффициентов отражения среды, в качестве значений диэлектрической проницаемости были использованы экспериментальные значения образцов дерновоподзолистой почвы, отобранных с различных глубин исследуемой природной среды (рис. 2). На рис. 2 данные *1* соответствуют профильному распределению влажности с глубиной, эти данные использовались для моделирования. Изменение вида графиков с течением времени обусловлено процессами протекания воды с поверхности грунта в нижние слои и процессами высыхания поверхности. Эти процессы нестационарные во времени и зависят от погодных условий [1].



В результате были получены модули коэффициентов отражения (*IR*_{отр}.*I*) от исследуемой среды в зависимости от частоты и глубины залегания неод-

нородности в свободном полупространстве при профильных распределениях. Толщина неоднородности (T) равна 0,1 м с диэлектрической проницаемостью ($\hat{\epsilon}$), равной 2. После чего было рассчитано их среднее значение, и это значение вычли из предыдущих коэффициентов (рис. 3).

Кривая 1 показывает коэффициент отражения в возмущенной среде с неоднородностью, находящейся вровень с поверхностью. Кривые 2, 3 и 4 соответствуют коэффициентам отражения с неоднородностями, лежащими на глубине 5, 10 и 15 см.

После чего была разработана модель для исследования спектральных плотностей зондирующих одиночных импульсов.

При определении спектральной плотности импульса произвольной формы программа распадается на две части. В первой – производится аппроксимация функции, представленной в табличной форме, с помощью сплайн-интерполяции. График одного импульса, построенного на основании введенных данных, до и после интерполяции приводится в самой программе.

После произведенной интерполяции во второй части программы производится расчет спектральной функции с определением синусной и косинусной составляющих и модуля амплитуды спектра. По результатам строится график модуля спектральной плотности (рис. 4).

Также был произведен расчет модулей коэффициентов отражения с последующим вычитанием из этих составляющих модулей коэффициентов отражения в невозмущенной среде (рис. 5). Нумерация кривых соответствует графику, показанному на рис. 3.

После расчёта коэффициентов отражения был произведен спектральный анализ, результаты которого приведены на рис. 6.

На рис. 6 изображены спектральные плотности зондирующих импульсов: *1* – спектральная плотность зондирующего импульса с неоднородностью, лежащей вровень с поверхностью; *2*, *3*, *4* – спектральные плотности зондирующего импульса с неоднородностями, лежащими на глубине 5, 10 и 15 см.

Сравнив рис. 4 и 6, видно, что максимумы вторых гармоник показывают прямую зависимость между глубиной залегания и спектральной плотностью: чем больше спектральная плотность, тем глубже находится неоднородность. Также видно, что спектральные плотности кривых, находящихся под номером 4, идентичны.



Рис. 3. График коэффициентов отражения возмущенной среды с вычитанием средней составляющей этих коэффициентов



XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.



Рис. 5. График коэффициентов отражения возмущенных сред с последовательным вычитанием коэффициентов отражения невозмущенной среды



Рис. 6. График спектральных плотностей для коэффициентов отражения, приведенных на рис. 5

Выводы

Анализируя полученные результаты, можно сделать следующие выводы:

 Метод с вычитанием среднего значения модулей коэффициентов отражения из каждого значения модуля коэффициента отражения возмущенной среды и метод с вычитанием из модулей коэффициентов отражения среды с неоднородностью модулей коэффициентов отражения среды без неоднородности с последующим их спектральным анализом, позволяют выявить неоднородность.

2. Данные методы подходят для сравнительного анализа глубины залегания неоднородностей.

Данные методы могут быть использованы для обнаружения и исследования подповерхностных объектов грунтовых сред; поиска мин; поиска подземных коммуникаций (труб, кабелей); археологических изысканий; неразрушающего контроля инженерных сооружений: оснований зданий, земляного полотна железных, автомобильных дорог.

Литература

1. Шостак А.С., Загоскин В.В., Лукьянов С.П., Карауш А.С. О возможности определения диэлектрической проницаемости верхних слоев подстилающих сред по измеренным коэффициентам отражения при наклонном зондировании плоскими волнами вертикальной и горизонтальной поляризации в СВЧ-диапазоне // Журнал радиоэлектроники. – 1999. – № 11.

УДК 621.316.849

Г.Г. Савенков, В.П. Разинкин

Широкополосная пленочная нагрузка в СВЧ-диапазоне

Рассмотрена микрополосковая плёночная нагрузка СВЧ-диапазона. Описана структура нагрузки, содержащей последовательно включенные отрезки микрополосковых линий передачи с диссипативными потерями и без потерь. Проведена оценка частотных свойств данной нагрузки с использованием средств компьютерного моделирования.

Ключевые слова: микрополосковая нагрузка, нагруженная линия передачи, КСВ.

Оконечные согласованные нагрузки широко применяются в качестве составных элементов СВЧустройств различного функционального назначения: радиопередающих устройств, циркуляторов, переключателей, делителей и сумматоров мощности, направленных ответвителей, а также в радиоизмерительном оборудовании. Основными недостатками используемых в настоящее время коаксиальных и волноводных нагрузок являются значительные габаритные размеры и ограниченная полоса рабочих частот. Кроме того, конструктивно и технологически сложно обеспечивается отвод рассеиваемой тепловой энергии от внутренних диссипативных элементов. Также трудно обеспечить электрическую подстройку элементов согласования.

По сравнению с мощными коаксиальными и волноводными нагрузками большой мощности плёночные резисторы, нанесенные на диэлектрическую подложку (планарные плёночные резисторы), имеют ряд существенных преимуществ. Они более технологичны, имеют сравнительно малые габаритные размеры, и у них проще конструкция отвода тепловой мощности. Это объясняется использованием в качестве диэлектрической подложки бериллиевой керамики, обладающей теплопроводностью, сопоставимой с теплопроводностью меди [1–3].

Микрополосковая нагрузка, представленная на рис. 1, содержит диэлектрическую подложку, на нижней стороне которой располагается металлизированное основание, а на верхней – полосковый проводник, выполненный в виде последовательно соединённых металлическими перемычками поглощающих плёнок одинаковой ширины, равной ширине входной микрополосковой линии [4–6].

Данная распределённая нагрузка обладает достаточно высоким уровнем допустимой входной мощности высокочастотного сигнала, что обусловлено равномерным распределением рассеиваемой мощности по всей длине микрополосковой нагрузки за счет соответствующего выбора поверхностного сопротивления поглощающих резистивных плёнок. Отметим также, что нагрузки данного типа предназначены для работы в широкой полосе частот и имеют простую конструкцию. Однако в литературе отсутствуют обоснование выбора первоначальной структуры распределённых нагрузок и рекомендации по определению геометрических и электрических параметров. Необходимо также провести исследование частотных свойств широкополосных нагрузок данного типа.

Для оценки частотных свойств многоэлементной нагрузки, выполненной на основе микрополосковой линии передачи с потерями с использованием плёночных резистивных вставок, воспользуемся известным расчетным выражением для входного сопротивления нагруженной линии передачи:

$$Z_{\rm in} = Z \frac{R \cdot ch(\gamma l) + Z \cdot sh(\gamma l)}{R \cdot sh(\gamma l) + Z \cdot ch(\gamma l)},$$
(1)

где *R* – сопротивление, включенное на конце линии передачи с потерями, равное входному сопротивле-

нию микроволновой нагрузки;
$$Z = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$
 -

волновое сопротивление микрополосковой линии передачи с потерями; R_0 – погонное (на единицу длины) сопротивление микрополоскового проводника; G_0 – погонная проводимость диэлектрика микрополосковой линии передачи; L_0 – погонная индуктивность микрополоскового проводника; C_0 – погонная емкость микрополоскового проводника; ω – частота входного высокочастотного сигнала; $\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0) \cdot (G_0 + j\omega C_0)}$ – постоянная распространения микрополосковой линии передачи с потерями; $j = \sqrt{-1}$.

Для многоэлементных нагрузок, содержащих несколько поглощающих резистивных плёнок и металлических вставок (рис. 1), соотношение (1) применяется многократно, т.е. входное сопротивление последовательно рассчитывается от конца нагрузки до ее входа.



Рис. 1. Микрополосковая нагрузка

Из анализа описания к (1) следует, что при отсутствии потерь в диэлектрике ($G_0 \rightarrow 0$) в области низких частот ($\omega \rightarrow \infty$) волновое сопротивление микрополосковой линии с потерями Z и постоянная распространения γ существенно зависят от частоты. Тем не менее за счет поглощения мощности в мик-

рополосковой линии передачи, выполненной на основе резистивных плёнок, в исследуемой нагрузке обеспечивается достаточно хорошее качество согласования на частотах 1–5 ГГц. Для оценки качества согласования определим частотную зависимость коэффициента стоячей волны (КСВ) по входу:

$$\text{KCB} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|},\qquad(2)$$

где $\Gamma = \frac{Z_{\text{in}} - R_i}{Z_{\text{in}} + R_i}$ – коэффициент отражения по входу;

 R_i – сопротивление источника сигнала (обычно сопротивление источника сигнала равно сопротивлению нагрузки $R_i = R$).

Оценка частотной зависимости Z_{in} была проведена в среде MathCad. По соотношениям (1) и (2) на различных частотах были рассчитаны значения КСВ для следующих типовых параметров микрополосковой 50-омной линии передачи с потерями: $R_i = 50$ Ом; $R_0 = 3,15\cdot10^3$ Ом/м; $L_0 = 4,282$ Гн/м; $C_0 = 1,713$ Ф/м; l = 0,05 м. Отметим, что указанные значения L_0 и C_0 соответствуют выбранной величине волнового сопротивления 50 Ом микрополосковой линии передачи без потерь.

Расчеты были проведены для трех вариантов: 1) R = 0 Ом (короткозамкнутая на конце линия передачи с потерями); 2) R = 50 Ом (линия передачи с потерями нагружена на номинальное сопротивление); 3) $R \rightarrow \infty$ (разомкнутая на конце линия передачи с потерями). На графиках, показанных на рис. 2, отчетливо виден эффект пульсации КСВ, обычно проявляющейся в линиях передачи большой длины. Из анализа графиков рис. 2 также следует, что в области низких частот (1 ГГц и менее) согласование ухудшается и резко возрастает КСВ. Например, на частотах в области 1 ГГц значение КСВ увеличивается до 3. При этом чем больше частота входного высокочастотного сигнала, тем лучше качество согласования. Предельная рабочая частота в области высоких частот определяется частотным ограничением для микрополосковой линии передачи, связанным с конечным размером ширины микрополоска. Теоретически улучшение согласования на высоких частотах объясняется большим затуханием, как падающих, так и отраженных волн. Причем величина затухания определяется произведением $\gamma \cdot l = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0) \cdot l}$ и увеличивается с ростом частоты. В области низких частот (1 ГГц и менее) качество согласования ухудшается и значительно возрастает КСВ за счет того, что при $\omega \rightarrow 0$ и отсутствии потерь в диэлектрике ($G_0 = 0$) значение l = 0.

Проведенные расчеты также показали, что для обеспечения хорошего согласования на частотах выше 1 ГГц целесообразно выбирать погонное сопротивление микрополосковой линии передачи с потерями $R_0 > 3.10^3$ Ом/м и ее длину $l \ge 0.05$ м.

Далее в работе было проведено численное электродинамическое моделирование частотных свойств многоэлементной микрополосковой нагрузки. В качестве диэлектрической подложки для микрополосковой нагрузки был выбран оксид бериллия с относительной диэлектрической проницаемостью 6,6 и толщиной 4 мм. Ширина резистивных плёнок и металлических перемычек была принята равной 5,6 мм, что соответствует волновому сопротивлению микрополосковой линии передачи 50 Ом.





Топология исследуемой многоэлементной микрополосковой нагрузки представлена на рис. 3. Частотная зависимость КСВ, рассчитанная численным электродинамическим методом, показана на рис. 4.





нагрузки

Выводы

В результате исследования частотных свойств рассматриваемой микрополосковой нагрузки была выявлена тенденция улучшения качества согласования с ростом частоты. Это обусловлено увеличением затухания отраженных волн от конца нагрузки в от-

резках линий передачи с потерями. Исследованную нагрузку целесообразно применять для мощных СВЧ-устройств сантиметрового диапазона.

Литература

1. Савенков Г.Г., Разинкин В.П., Рубанович М.Г. Плёночные СВЧ-нагрузки в форме сектора круга // Сб. докл. междунар. конф. EDM–2017. – 2017.

2. Рубанович М.Г. Широкополосные аттенюаторы высокого уровня мощности / М.Г. Рубанович, В.А. Хрусталев, В.П. Разинкин. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 323 с.

3. Разинкин В.П. Широкополосные управляемые СВЧ-устройства высокого уровня мощности / В.П. Разин-

кин, В.А. Хрусталев, С.Ю. Матвеев. – Новосибирск: Издво НГТУ, 2008. – 316 с.

4. Синьков Ю.А. Патент РФ № 2335833, H01P 1/24. Микрополосковая нагрузка. – Опубл. 10.10.2008. БИ № 28.

5. Рубанович М.Г. Патент РФ № 2449431, Н01 Р/24. Многоэлементная СВЧ-нагрузка / М.Г. Рубанович, В.А. Хрусталев, Ю.В. Востряков и др. Опубл. 27.04.12. БИ №12.

6. Rubanovich M.G., Razinkin V.P., Khrustalev V.A. et al. Broad band Microwave Attenuators of the High Level Power // 12th International Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). – Novosibirsk, Russia, 2014. – PP. 390–392.

Секция б

ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ

Сопредседатели секции – Лощилов Антон Геннадьевич, зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена», к.т.н., Филатов Александр Владимирович, проф. каф. ТОР, д.т.н.

УДК 621.394.762.1

И.И. Александров, С.П. Караульных, В.М. Кобзев, А.Г. Лощилов

Коммутатор для тестирования безразъемных разветвителей с трансформаторной связью по ГОСТ Р 52072–2003

Выполнен анализ требований, предъявляемых к способам контроля безразъемных разветвителей с трансформаторной связью на соответствие требованиям ГОСТ Р 52072–2003. Предложены технические решения по разработке коммутатора, позволяющего автоматизировать процедуру контроля. Изготовлен опытный образец коммутатора и проведены его предварительные испытания.

Ключевые слова: ГОСТ Р 52072-2003, автоматизация, контроль, разветвитель, измерение.

В настоящее время в авиационной и космической отрасли широко используются проводные информационные магистрали для организации мультиплексного канала обмена информации между подсистемами. Требования к организации канала обмена регламентируются стандартом [1], а требования к параметрам компонентов физической среды (кабелям, согласующим резисторам, разветвителям с трансформаторной и непосредственной связями) – стандартом [2].

Как правило, на производстве тестирование компонентов информационных магистралей осуществляется либо в ручном режиме, либо с использованием автоматизированных рабочих мест [3].

Новые тенденции в космической технике направлены на сокращение массы и себестоимости изделий, поэтому всё чаще промежуточные узлы изготавливаются в бескорпусном и безразъемном исполнении. Основной проблемой при выполнении контроля параметров таких узлов является нерешённая задача надёжной коммутации с измерительным комплексом и проведение автоматизированных измерений всех электрических параметров изделия согласно [2] за одно подключение.

Целью настоящей работы является разработка специализированного коммутирующего устройства (коммутатора) для тестирования безразъемных разветвителей с трансформаторной связью на соответствие требованиям ГОСТ Р 52072–2003.

Анализ требований

В отношении безразъемного разветвителя с трансформаторной связью был проведен анализ и определена номенклатура способов контроля для обеспечения требований [2]. В перечень вошли следующие виды тестов: измерение сопротивления электрических цепей шинного соединения входа/выхода разветвителя [2, разд. 5.1.1.1];

 измерение сопротивления разветвителя между входом/выходом сигнальных проводников высокого и низкого уровней магистральной шины [2, разд. 5.1.1.2];

 измерение сопротивления разветвителя сигнальных проводников высокого и низкого уровней на входе/выходе шлейфа [2, разд. 5.1.1.3];

испытание диэлектрических материалов электрических цепей разветвителя [2, разд. 5.1.2];

 измерение сопротивления изоляции между каждым сигнальным проводником входа/выхода шины, шлейфа и экранирующим корпусом конструкции разветвителя [2, разд. 5.1.3.1];

 измерение сопротивления изоляции между сигнальными проводниками входа/выхода шины и шлейфа [2, разд. 5.1.3.2];

 измерение параметров выходного сигнала разветвителя с трансформаторной связью на выходе магистральной шины [2, разд. 5.1.4.1];

 измерение импеданса разветвителя без согласующего резистора [2, разд. 5.1.4.2];

 измерения величины подавления синфазных помех [2, разд. 5.1.4.3];

 тест разветвителя с трансформаторной связью без согласующего резистора по параметру отношения размаха выходного сигнала, измеренного на шинном выходе, к размаху входного сигнала, подаваемого на вход шлейфа [2, разд. 5.1.5.1];

– тест разветвителя с трансформаторной связью без согласующего резистора по параметру отношения размаха выходного сигнала, измеренного на выходе шлейфа, к размаху входного сигнала, подаваемого на шинный вход [2, разд. 5.1.5.2].

Таким образом, исходя из анализа стандарта [2], для полной проверки работоспособности разветвителя необходимо осуществить одиннадцать видов тестов. Перечисленные выше тесты включают в себя следующие виды измерений: измерение электрического сопротивления электрических цепей на постоянном токе; испытание диэлектрических материалов электрических цепей; измерение сопротивления изоляции электрических цепей; измерение импульсных и частотных характеристик.

Исходя из требований стандарта, были сформулированы требования к коммутационным цепям разрабатываемого устройства:

- коммутируемое переменное напряжение 600 В;

- коммутируемое постоянное напряжение 250 B;

 максимальный допустимый коммутируемый ток 500 мА;

– диапазон рабочих частот 0–10 МГц;

 обеспечение дифференциального режима воздействия и измерения сигналов.

Структурная схема системы была заимствована у автоматизированной системы контроля компонентов информационных магистралей, разработанной ранее [3].

Ключевое отличие состоит в конструкции коммутатора, который должен обеспечивать безразъемное подключение объекта тестирования к измерительным устройствам.

Объект контроля представляет собой безразъемный разветвитель с трансформаторной связью, имеющий пару входов/выходов для подключения к магистральной линии и от двух до четырёх каналов шлейфа. Принципиальная схема разветвителя, имеющего два канала для подключения шлейфов, изображена на рис. 1.

Разработка коммутатора

На основании требований к перечню способов контроля и режимам подключения к входам/выходам объекта контроля разработана структурная схема коммутатора, изображённая на рис. 2.



Рис. 2. Структурная схема коммутатора

Секция 6. Приборы и методы контроля

Коммутатор содержит следующие функциональные узлы: узел управления, узел усиления, узел коммутации и кросс-плату. Узел управления, позволяющий обеспечить связь с управляющим компьютером и переключение режимов измерения. Узел усиления обеспечивает дифференциальный режим измерения импульсных характеристик разветвителя и функцию нормирования сигналов. Узел коммутации позволяет обеспечить измерительный тракт, который изменяется в зависимости от типа теста и режима подключения. Изменение измерительного тракта осуществляется с помощью электромеханических реле управление которыми осуществляется с помощью узла управления. Согласно паспортным данным на используемые электромеханические реле данные реле удовлетворяют требованиям, предъявляемым к коммутатору. Кросс-плата обеспечивает прижимной контакт измерительных входов/выходов коммутатора к контактным площадкам объекта контроля. Особенностью кросс-платы является наличие разъемов с подпружиненными контактами Р 816-22-005-001101 [4], которые обеспечивают электрическое соединение. Фотография отсека приведена на рис. 3.



Рис. 3. Отсек для объекта тестирования

Кросс-плата расположена в специальном отсеке, в который помещается объект тестирования. Объект тестирования фиксируется в отсеке с помощью специального поджима.

Фотография коммутатора приведена на рис. 4.

Предварительные испытания

Были проведены предварительные испытания коммутатора в двух режимах.

На начальном этапе выполнена проверка правильности подключений. Для этих целей с помощью программного обеспечения последовательно замыкались группы ключей, соответствующие каждому из тестов, и проводились измерения сопротивления этих цепей.

На втором этапе, для анализа характеристик изготовленного коммутатора, проведено его тестирование в режиме имитации теста на измерение активного сопротивления по [2, разд. 5.1.1.1]. Для этих целей использовался резистор номиналом 27 Ом. Выводы резистора присоединялись к контактным разъемам, предназначенным для подключения к шинным и шлейфным входам/входам разветвителя.



Рис. 4. Фотография коммутатора

Оценка проводилось путём сравнения характеристик, измеренных непосредственно измерителем Agilent E4980A, с характеристиками, измеренными через изготовленный коммутатор. Результаты измерений показали, что коммутатор вносит погрешность в измерение сопротивления не более $\pm 0,3\%$.

Исходя из полученных предварительных результатов, можно сделать вывод, что коммутатор пригоден для выполнения тестов на измерение активного сопротивления безразъемных разветвителей с трансформаторной связью.

Литература

1. ГОСТ Р 52070–2003. Интерфейс магистральный последовательный системы электронных модулей. – Введ. 2004-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 2003. – 26 с.

2. ГОСТ Р 52072–2003. Интерфейс магистральный последовательный системы электронных модулей. Тестирование компонентов физической среды. Общие требования к методам контроля. – Введ. 2004-01-01. – М.: Изд-во стандартов, 2003. – 14 с.

3. Автоматизированная система контроля параметров информационных магистралей и их компонентов для систем управления космических аппаратов / А.Г. Лощилов, А.А. Бомбизов, С.П. Караульных и др. // Изв. вузов. Физика. – 2012. – № 9/3. – С. 72–78.

4. Р 816-22-005-001101 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.mill-max.com/products/socket/ 816-XX-XXX-10-001101 свободный (дата обращения: 12.05.2016).

154

С.А. Артищев, А.Д. Другова, А.Г. Лощилов

Установка для измерения параметров механических ударных воздействий в задаче диагностики изделий из бетона

Представлены результаты разработки стенда для измерения параметров электромеханического ударника, предназначенного для контроля дефектности бетонных изделий. Стенд позволяет измерять основные параметры ударного воздействия: скорость движения ударного бойка и длительность удара. Полученные результаты позволят повысить повторяемость и обеспечить оптимальные режимы воздействия при диагностике бетонных изделий на основе анализа продуктов механоэлектрического преобразования.

Ключевые слова: соленоид, магнитное поле, ферромагнитный стержень, длительность удара, сила удара.

При строительстве и эксплуатации бетонных сооружений существует необходимость контроля их качества. Прежде всего, наличие дефектов устанавливается при анализе внешнего вида конструкций. Далее проводят инструментальное или лабораторное определение прочности и деформационных характеристик элементов конструкций. В данной работе рассматриваются особенности реализации метода, основанного на явлении механоэлектрических преобразований в диэлектрических материалах при их импульсном механическом возбуждении [1,2]. На текущем этапе разрабатывается устройство обеспечения зондирующих воздействий для реализации данного метода. Устройство должно включать в себя механизм, совершающий ударное воздействие на бетон, и датчик для регистрации электрического отклика.

Разработка измерительного стенда

Для реализации ударного воздействия используется электромагнит (соленоид) с подвижным ферромагнитным стержнем внутри [3]. Для получения сведений о дефектности бетона по электрическому отклику необходимо обеспечить удар достаточной энергии и минимальной длительности. Это достигается путем выбора соответствующих материалов стержня и основания, величины управляющего тока соленоида, электрических и конструктивных параметров соленоида и т.д. Выбор и оптимизация оптимальных параметров ударника является сложной инженерной задачей. Для решения этой задачи предложено реализовать экспериментальную установку, которая позволила бы производить измерения основных параметров ударного воздействия и осуществлять их оптимизацию.

В качестве основных параметров ударного воздействия, значимых, согласно [4], были выбраны длительность удара (t_{yx}) и кинетическая энергия бойка (E_K) .

Для измерения длительности удара t_{ya} между стержнем (бойком) и основанием, пластиной по которой осуществляется удар, подается разность потенциалов. Регистрация тока, протекающего по электрической цепи в момент касания, позволяет определить длительность ударного импульса t_{ya} .

Задача определения кинетической энергии стержня сводится к измерению его скорости в мо-

мент удара. Для этой цели на верхнем конце стержня установлена пластина, имеющая чередующиеся щели и размещенная между светоизлучателем и фотоприемником оптрона. Структурная схема экспериментальной установки приведена на рис. 1.



Рис. 1. Экспериментальная установка для измерения параметров ударного воздействия: 1 – соленоид; 2 – фотоприемник; 3 – стержень с пружиной; 4 – выводы, подключенные к стержню и основанию

Движение стержня приводит к появлению последовательности импульсов U_V на выходе фотоприемника. Длительность каждого импульса t соответствует времени прохождения стержнем расстояния, равного размеру щели S. Тогда скорость стержня Vопределяется в каждой контрольной точке по формуле

$$V = \frac{S}{t}.$$
 (1)

При известной массе стержня *m* кинетическая энергия рассчитывается по формуле

$$E_K = \frac{mV^2}{2}.$$
 (2)

Таким образом, измеряя длительность $t_{y_{A}}$ и энергию E_{K} удара, можно охарактеризовать ударное воздействие в целом.

Для управления данными параметрами необходимо обеспечивать некоторую энергию магнитного поля *W*:

$$W = \frac{LI^2}{2},$$
 (3)

где *I* – ток в соленоиде; $L = \mu \mu_0 n^2 S / l$ – индуктивность соленоида.

Из формулы (3) следует, что параметры удара определяются индуктивностью соленоида и силой тока, протекающего через него. Кроме того, в конструкции ударного механизма используется пружина (поз. 3, рис. 1) для возврата стержня в исходное положение после удара. Следовательно, энергия магнитного поля соленоида переходит в кинетическую энергию стержня и потенциальную энергию пружины:

$$W = E_K + E_{\Pi P} . \tag{4}$$

Также следует отметить, что длительность удара связана со свойствами материалов соударяющихся тел [5]. Однако на данном этапе работы влияние упругопластических деформаций не учитывается.

Экспериментальные исследования

Согласно вышеописанной структурной схеме был разработан макет ударного механизма, представленный на рис. 2.



Рис. 2. Макет ударного механизма

На соленоид *1* подается управляющее импульсное напряжение. Короткая длительность импульса позволяет работать с большим напряжением, при этом не приводя к перегреву проводов обмотки соленоида. Металлический сердечник втягивается магнитным полем. При этом оптический датчик 2 фиксирует движение контрольных точек в виде щелей на пластине, размещенной на стержне. Результат измерения оптическим датчиком представлен на рис. 3. Для каждого импульса по формуле (1) рассчитывается текущее значение скорости стержня. На рис. 4 представлен график изменения скорости.

Пружина 3 сжимается и возвращает стержень в исходное положение после удара по металлическому основанию. При этом в момент удара на выводах 4 фиксируется импульс напряжения, представленный на рис. 5.

С помощью описанного макета были проведены измерения параметров удара для катушек различного номинала. Результаты измерений представлены в таблице.



Рис. 3. Сигнал с оптического датчика для измерения скорости стержня



Рис. 4. Изменение скорости стержня за время движения



Рис. 5. Импульс в момент касания стержня и основания

Результаты измерения длительности удара при изменении параметров катушки индуктивности

	Ин	ідуктив	ность, м	иГн
№ измерения	9	5	3	1
_	Длит	гельнос	ть удар	а, мкс
1	68	70	79	96
2	72	72	72	92
3	68	80	78	102
4	76	75	76	80
5	82	70	80	78
6	68	70	76	94
7	68	72	73	84
8	78	55	84	94
9	78	84	90	78
10	74	86	80	80
Среднее значение	73	73	79	88

Из таблицы видно, что при увеличении индуктивности длительность удара сокращается. Однако увеличение витков приводит к возрастанию активного сопротивления, а следовательно, к уменьшению тока соленоида и энергии магнитного поля (при фиксированном управляющем напряжении). Следовательно, необходимо подобрать соотношение меж-

ду индуктивностью катушки и ее сопротивлением для достижения максимальной энергии магнитного поля согласно формуле (3).

Проведен ряд измерений параметров удара при различной силе тока соленоида. Результаты измерений представлены на рис. 6 и 7.



Рис. 6. Зависимость энергии магнитного поля от тока соленоида



Рис. 7. Зависимость скорости стержня в момент удара от тока соленоида

Представленные характеристики позволяют оценить связь основных параметров ударного воздействия с конструктивными параметрами ударника и режимами управления. Из рис. 6 видно, что с увеличением индуктивности соленоида энергия магнитного поля катушки увеличивается. Однако из рис. 7 видно, что увеличение индуктивности в диа-

УДК 621.315.592

А.А. Томашевич, С.Г. Еханин, К.К. Слепцов, С.Л. Аржаков

Изменение картин туннельной электролюминесценции светодиодов на основе нитрида галлия в зависимости от режимов и времени испытаний

Проводилось наблюдение за изменением цветового состава и площади туннельной электролюминесценции светоизлучающего диода в зависимости от режима и времени испытаний. В результате исследования в фотографиях туннельной электролюминесценции выявлены сплошная и точечная составляющие структуры. Сплошная составляющая туннельной электролюминесценции светоизлучающих диодов может лечь в основу метода ранней диагностики стадии развития деградационных явлений, а точечная составляющая фотографий туннельной элек-

пазоне от 3 до 9 мГн незначительно влияет на скорость удара.

Целесообразно использовать соленоид меньшей индуктивности, что сократит время переходного процесса в цепи. Показанные закономерности позволят уменьшить длительность ударного воздействия и уточнить требования к управляющему сигналу. Данная задача будет решена на следующем этапе работы.

Заключение

В работе проведено исследование параметров электромеханического ударника, предназначенного для контроля дефектности бетонных изделий. С помощью разработанного стенда измерены основные параметры ударного воздействия, установлена их связь с конструктивными параметрами ударника и управляющего сигнала. На основании полученных данных сформированы задачи для дальнейшей работы по созданию устройства контроля бетонных изделий.

Работа выполнена за счет гранта Российского научного фонда (проект №16-19-10119).

Литература

1. Фурса Т.В., Осипов К.Ю., Данн Д.Д. Разработка неразрушающего метода контроля прочности бетона с дефектной структурой на основе явления механоэлектрических преобразований // Дефектоскопия. – 2011. – № 5. – С. 39–47.

2. Fursa T.V., Osipov K.Yu., Lyukshin B.A., Utsyn G.E. The development of a method for crack-depth estimation in concrete by the electric response parameters to pulse mechanical excitation // Meas. Sci. Technol. -2014. -Vol. 25, No.5. -P. 055605 (10 p).

3. Фурса Т.В., Осипов К.Ю., Данн Д.Д. Устройство для регистрации электрических и акустических сигналов при механическом возбуждении материалов. Патент № 100233, бюлл. № 34, опубл. 10.12.2010.

4. Фурса Т.В., Савельев А.В., Осипов К.Ю. Исследование взаимосвязи параметров электромагнитного отклика из диэлектрических материалов с характеристиками ударного возбуждения // ЖТФ. – 2003. – Т. 73, вып. 11. – С. 59–63.

5. Батуев Г.С., Голубков Ю.В., Ефремов А.К., Федосов А.А. Инженерные методы исследования ударных процессов. – 2-е изд., перераб. – М.: Машиностроение, 1977. – 240 с.

тролюминесценции может лечь в основу метода, осуществляющего контроль за флуктуациями концентрации индия, возникающими при росте эпитаксиальных пленок (входной контроль). Разработанное программное обеспечение позволяет исследовать планарные изображения сверхслабых источников свечения (картин свечения светоизлучающих диодов в режиме в туннельной электролюминесценции).

Ключевые слова: светодиод, спектральная характеристика, механизмы деградации, туннельная электролюминесценция.

Светодиодное освещение стало прекрасной альтернативой традиционным лампам накаливания и люминесцентным светильникам. Светоизлучающие диоды (СИД) приобретают популярность благодаря своим преимуществам. Низкое энергопотребление, долговечность, механическая прочность, влагозащищенность, виброустойчивость - это не полный перечень преимуществ светодиодов [1].

Однако увеличение яркости СИД в большинстве случаев связывается с увеличением величины рабочей плотности тока, что наиболее существенно влияет на степень деградации гетероструктур СИД. Известно, что характеристики туннельной электролюминесценции (ТЭЛ) СИД значительно зависят от особенностей технологии изготовления и степени дефектности гетероструктуры (начальной и приобретенной) [2].

Туннельная электролюминесценция в СИД наблюдается при относительно малых напряжениях на *p*-*n*-переходе, когда он практически «закрыт», и все напряжение оказывается приложенным к гетероструктуре. При напряжениях примерно 2,1-2,3 В напряженность электрического поля в гетероструктуре становится достаточной для наблюдения ТЭЛ [3].

В литературных источниках [4-7] имеется информация о связи спектральных характеристик ТЭЛ с накоплением дефектов в процессе деградации в одноямных светодиодах, а для случая многоямных светодиодов такая информация отсутствует. Повидимому, в связи с тем, что толщина активного слоя в многоямных гетероструктурах во много раз больше и поэтому напряженность поля в активной области и яркость ТЭЛ должна быть существенно ниже. Тем не менее особенности механизмов ТЭЛ могли бы дать дополнительную информацию о деградационных явлениях в гететроструктурах сверхярких светодиодах (в том числе для создания новых методов ранней диагностики).

Описание исследуемого объекта и методики эксперимента

В работе исследовались светодиоды с чипомкристаллом SL-V-B24AD фирмы SEMILEDS.

Эти светодиоды изготавливаются в металлополимерном корпусе, пригодном как для ручного поверхностного монтажа, так и для автоматизированного поверхностного монтажа.

Экспериментальная установка:

• прецизионный измеритель LRC E4980A для установления режима ТЭЛ,

- фотоаппарат Canon EOS 650D,
- микроскоп МИМ-7,

• установка для проведения испытаний, лабораторный блок питания MASTECH HY3003,

• программное обеспечение для анализа спектра.

Светодиод устанавливается на предметный столик микроскопа МИМ-7, фиксируется и подключается к прецизионному измерителю LRC E4980A. После подачи напряжения 3 В, настраивается фокус микроскопа. Далее выставляется напряжение 2,2 В с точностью 0,01 В, при котором возникает достаточно интенсивная туннельная электролюминесценции без признаков инжекционной. Получаем фотографию ТЭЛ с выдержкой 30 с, после чего светодиод устанавливается на испытание. По окончании испытания производится повторная фотосъемка картины ТЭЛ. Полученные фотографии подвергаются анализу в программе.

Результаты

Рассмотрим пример обработки изображения ТЭЛ СИД, которая представлена на рис. 1. Результат анализированной картины представлен на рис. 1, б, области зеленого, красного и желтого цветов закрашены (выделены). В табл. 1 приведены процентное соотношение и количественное значение цветов.



Рис. 1. ТЭЛ СИД до и после анализа в ПО

				1	аол	ица І
Резул	іьта:	гы анали	за в	програми	ме	
	Кı	расный	30	еленый	Ж	елтый
	%	Кол-во	%	Кол-во	%	Кол-во
Светолиолы	71	3456004	13	648845	15	735040

Программное обеспечение является точным инструментом для определения цветового состава изображения и может применяться для анализа изменения оптических характеристик переходных процессов.

Исследование ТЭЛ СИД в зависимости от времени испытаний

На рис. 2 представлен ТЭЛ СИД в зависимости от времени испытаний, после 33 ч (см. рис. 2, δ) и после 84 ч (см. рис. 2, ϵ).

После испытаний 33 ч наблюдается увеличение площади сплошных составляющих красного, зеле-

ногои желтого цветов, а изменение свечения точечных составляющих не прослеживается, что отражает планарное распределение квантовых ям (точек), которые обусловлены флуктуацией стехиометрического состава пленки, а цвет излучения квантовых ям – их глубиной, а значит, флуктуацией концентрации индия.

После испытаний 84 ч наблюдается увеличение сплошной составляющей зеленого цвета и уменьшение сплошной составляющей красного цвета, но точечные составляющие не изменились, что доказывает связь с квантовыми ямами. Увеличение сплошной составляющей зеленого цвета мы связываем с начальной стадией развития деградационных явлений.

В табл. 2 приведены процентное соотношение и количественное содержание цветов.



Рис. 2. ТЭЛ СИД в зависимости от времени испытаний t, ч: a - t = 0; $\delta - t = 33$; e - t = 84



Рис. 3. ТЭЛ СИД после анализа в ПО в зависимости от времени испытаний t, ч: a - t = 0; 6 - t = 33; e - t = 84



Рис. 4. Выделенная область ТЭЛ СИД после анализа в ПО для детального исследования в зависимости от времени испытаний t, ч: a - t = 0; b - t = 33; b - t = 84

			<u>.</u>		
KJ	расный	£")	Зеленый		Желтый
%	Кол-во	%	Кол-во	%	Кол-во
73	1254466	22	378284	4	74469
72	2599608	23	827725	5	164284
62	2214198	33	1162147	5	186556
	K % 73 72 62	Красный%Кол-во731254466722599608622214198	Красный 5 % Кол-во % 73 1254466 22 72 2599608 23 62 2214198 33	Красный Зеленый % Кол-во % Кол-во 73 1254466 22 378284 72 2599608 23 827725 62 2214198 33 1162147	Красный Зеленый % Кол-во % 73 1254466 22 378284 4 72 2599608 23 827725 5 62 2214198 33 1162147 5

Результаты анализа в программе

Заключение

Полученные изображения ТЭЛ СИД имеют сплошную и точечную структуру. После длительных испытаний наблюдается увеличение площади сплошной составляющей ТЭЛ зеленого цвета и уменьшение площади сплошной составляющей красного цвета. Это свидетельствует о том, что изменение спектральных характеристик сплошной составляющей ТЭЛ в процессе испытаний отражает динамику и механизм процессов начальной стадии дефектообразования.

Таким образом, изображения ТЭЛ СИД могут являться чувствительным инструментом выявления кинетики накопления и распределения по площади дефектов, образующихся в процессе работы СИД. Полученные изображения ТЭЛ имеют сплошную и точечную структуру. Доказано, что если максимум спектра сплошной составляющей зависит от приложенного напряжения, то эта составляющая является ТЭЛ в чистом виде. Цвет и площадь точечной компоненты от напряжения не меняются, что свидетельствует о том, свечение точек обусловлено квантовыми ямами.

Разработанное программное обеспечение позволяет произвести пиксельный анализ слабых микроисточников в автоматизированном режиме. Разработанная методика анализа точечных и сплошных составляющих фотографий ТЭЛ может лечь в основу метода контроля флуктуаций концентрации индия, которые возникают при росте эпитаксиальных пленок (входной контроль), и может лечь в основу метода ранней диагностики стадии развития деградационных явлений.

Таблица 2

Литература

1. Светодиоды приобретают популярность благодаря своим преимуществам [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.mk.ru/social/article/2014/04/03/1008766 -svetodiodyi-priobretayut-populyarnost-blagodarya-svoimpreimuschestvam.html (дата обращения: 29.05.2017).

2. Полищук А.П., Туркин А.В. Деградация полупроводниковых светодиодов на основе нитрида галлия и его твердых растворов // Компоненты и технологии. – 2008. – № 2.

3. Бочкарева Н.И., Жирнов Е.А., Ефремов А.А. и др. Туннельно-рекомбинационные токи и эффективность электролюминесценции InGaN/GaN-светодиодов // Физика и техника полупроводников. – 2005. – Т. 39, вып. 5.

4. Ковалев А.Н., Маняхин Ф.И., Кудряшов В.Е. и др. Изменения люминесцентных и электрических свойств светодиодов из InGaN/AlGaN/GaN при длительной работе // ФТП. – 1999. – Т. 33, вып. 2.

5. Юнович А.Э. Дивакансия азота – возможная причина желтой полосы в спектрах люминесценции нитрида галлия // ФТП. – 1998. – Т. 32. – №10.

6. Бочкарева Н.И., Ефремов А.А., Ребане Ю.Т. и др. Неоднородность инжекции носителей заряда и деградация голубых светодиодов // ФТП. – 2006. – Т. 40, вып. 1.

7. Васильева Е.Д., Закгейм А.Л., Снегов Ф.М. и др. Некоторые закономерности деградации синих светодиодов на основе InGaN/GaN // Светотехника. – 2007. – № 5.

УДК 621.396.41

А.Б. Кумбасов, С.А. Артищев

Исследование свойств распределенных дефектов коаксиального тракта

Проведены измерения коаксиального кабельного тракта с помощью измерительных приборов DSA8300 Digital Sampling Oscilloscope компании Tektronix и векторного анализатора цепей OBZOR-804/1 компании PLANAR. Затем на основе полученных измерений построена математическая модель, учитывающая изменение волнового сопротивления тракта и позволяющая моделировать разные типы неоднородностей кабеля. Ключевые слова: рефлектометр, стробоскопический осциллограф, падающая и отраженная волны, дефект, моделирование.

Диагностика кабельных линий связи в телекоммуникациях, а также в различных системах управления и контроля сохраняет актуальность, несмотря на стремительное развитие волоконно-оптических линий связи. Использование таких типов кабелей, как коаксиальные, витая пара, и прочих медных кабелей широко распространено, и необходимость в использовании кабелей с медными жилами еще будет иметь место довольно продолжительное время. Кабели с медными жилами широко применяются на магистральных, городских и зоновых участках сети. Потребители и поставщики услуг связи ежедневно

В связи с этим возникает проблема, связанная с поддержанием кабельных линий связи в исправном состоянии, существует необходимость своевременной профилактики и быстрого устранения возможных неисправностей кабелей. Особенно важным является точное определение места повреждения кабельной линии связи. Это наиболее актуально в условиях города или в зимнее время, так как позволяет значительно сократить затраты на устранение неисправности.

На сегодняшний день для решения этих проблем применяют приборы, специально предназначенные для диагностики кабелей, называемые рефлектометрами, которые позволяют определять не только неоднородности, но и удаленные повреждения, а также тип дефекта (короткое замыкание, низкоомная утечка, обрывы и т.д.). Они основываются на использовании метода импульсной рефлектометрии.

Однако в явном виде фиксируется расстояние до сосредоточенных неоднородностей. В данной работе рассматривается возможность обнаружения распределенных дефектов, например отклонение диаметров проводников или изолятора от заданного значения на протяженном участке, что приводит к изменению волнового сопротивления.

Цель данной работы – исследовать распределённые неоднородности коаксиальных кабелей и рассмотреть возможность их обнаружения.

Описание метода исследования

Импульсная рефлектометрия – это измерение отражений во временной области, т.е. генератор зондирующих импульсов посылает в кабельную линию короткий электрический импульс. Приёмник отражённых сигналов через равные промежутки времени захватывает сигналы с линии и отображает их на устройстве отображения прибора. Таким образом, на экране импульсного рефлектометра строится график, на котором по вертикальной оси отображается амплитуда отражённого сигнала, а по горизонтальной оси – время. Строго говоря, импульсный рефлектометр измеряет именно временную задержку между входным воздействием и отражённым сигналом. Однако, зная скорость распространения электромагнитной волны в кабеле, можно трансформировать ось времени в ось расстояний, что и сделано во всех импульсных рефлектометрах [2].

Моделирование кабельной линии

Для того чтобы смоделировать коаксиальную кабельную линию необходимо знать частотные характеристики, которые определяются ее погонными значениями параметров R, G, L, C. Волновое сопротивление p(f) и постоянную распространения $\gamma(f)$ можно найти, зная выражения частотной зависимости погонного комплексного сопротивления и частотной зависимости погонной комплексной проводимости:

$$\gamma(f) = \sqrt{Z(f)Y(f)} , \qquad (1)$$

$$p(f) = \sqrt{\frac{Z(f)}{Y(f)}},$$
(2)

где $Z(f) = R(f) + j2\pi L$ – частотная зависимость погонного комплексного сопротивления; $R(f) = R(0) + R \sqrt{\frac{f}{f_0}}$ – частотная зависимость погонного комплексного сопротивления;

 $Y(f) = G(f) + j2\pi fC$ – частотная зависимость погонной комплексной проводимости.

Экспериментальные исследования

С помощью измерительного прибора DSA8300 Digital Sampling Oscilloscope (цифровой стробоскопический осциллограф DSA8300) была измерена и рефлектограмма для четырех отрезков коаксиального кабеля RG58A/U с различным волновым сопротивлением. А частотные характеристики этих же кабелей были измерены векторным анализатором цепей Planar Обзор-804/1. В качестве тестового сигнала был задан импульс с амплитудой 3 В и длительностью примерно 1000 нс.

Необходимо отметить, что в математической модели должна получиться рефлектограмма, похожая на полученную в ходе эксперимента. Экспериментальная рефлектограмма показана на рис. 3.



XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

Вывод

В данной работе была построена модель линии передачи, позволяющая рассчитывать рефлектограмму для кабеля с заданными параметрами. Кроме того, существует возможность рассчитывать и частотные характеристики кабеля. Были проведены расчеты нескольких отрезков кабелей.

Также в результате эксперимента удалось обнаружить неоднородности на небольших отрезках линии передачи с отклонением волнового сопротивения в несколько ом.

Необходимо отметить, что на данном этапе разработанная модель определяет амплитуду и длительность, но пока некорректоно определяет форму отклика, т.е. не удовлетворяет требованиям и нуждается в доработке.

На следующем этапе работы предполагается исправить данную модель и разработать методику определения местоположения распределенного дефекта.

Литература

1. Методы определения места повреждения силовых кабельных линий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://pribor-ar.ru/metody_opredeleniya_mesta_povrezhde, свободный.

2. Метод импульсной рефлектометрии (TDR). Как найти обрыв в кабеле [Электронный ресурс]. – Режим доступа:http://www.ersted.ru/stati/reflektometrija/impulsnaya -reflektometriya, свободный.

 Дефекты и повреждения кабелей [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://chem21.info/info/1915284, свободный.

Виды повреждений кабельных линий, краткая характеристика методов их обнаружения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://bibliofond.ru/view.aspx?id=479529, свободный.

5. Тарасов Н.А. Использование метода импульсной рефлектометрии для определения повреждений кабельных линий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.reis205.narod.ru/metod.htm, свободный.

УДК 615.831.6

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

Анализ влияния ритмической визуальной стимуляции на пропускную способность человека-оператора

Рассмотрены стохастические связи скорости переработки информации операторами-мужчинами и женщинами до и под воздействием ритмической визуальной стимуляции с частотой 10 Гц за счет мерцания символов на экране отображения информации при зеленом, красном и синем фоне.

Ключевые слова: пропускная способность человека-оператора, ритмическая визуальная стимуляция, корреляционно-регрессионный анализ.

Оператор антропотехнической системы – своеобразный канал связи между средствами отображения информации и органами управления. Пропускная способность такого канала связи зависит от многих факторов, в частности от функционального состояния человека-оператора.

В [1] сообщалось, что ритмическая визуальная стимуляция (ВС) оператора с частотой 10 Гц за счет мерцания символов на экране отображения информации приводит к повышению его пропускной способности и надежности (уменьшению количества ошибок). Повышение пропускной способности объяснено сокращением времени ответных реакций – времени поиска оператором нужных символов на клавиатуре.

Цель настоящей работы – оценить стохастические связи скорости переработки информации операторами – мужчинами и женщинами – до и под воздействием BC.

Методика анализа

Первичные экспериментальные данные взяты из работы [1]. В ней участвовали 10 мужчин и 10 женщин с нормальным зрением в возрасте 19–20 лет. Использована компьютерная программа, последовательно выводящая на экран в случайном порядке символы, представленные на клавиатуре. Скорость переработки информации (СПИ) оценена по формуле C = (Q - N)/T, где T – время, потраченное на перебор оператором всех Q элементов множества символов, N – количество ошибок.

Проведены три серии экспериментов. Цвет фона в серии устанавливали в последовательности зеленый – красный – синий, цвет символов – черный.

СПИ предопределяют два взаимозависимых фактора: время *T* и количество ошибок *N*. На этапе спецификации выбрана двухфакторная линейная регрессия $y = b_0 + b_1 \cdot x_1 + b_2 \cdot x_2$. Параметры уравнений регрессии определены методом наименьших квадратов. Статистическая значимость уравнений ($\alpha = 0,05$) проверена с помощью критериев Фишера и Стьюдента. Анализ первичных данных проведен с использованием программы Excel 2007 с соответствующими надстройками.

Результаты и обсуждение

Для операторов-мужчин рост выборочной средней СПИ под воздействием ВС сопровождается значительным уменьшением ряда других параметров выборки (табл. 1); моментный коэффициент асим-

метрии, положительный без BC, под воздействием BC изменяет знак на противоположный. Среднее время выполнения теста уменьшается на 27,4%, среднее число ошибок – на 84,5%.

Таблица 1 Зависимость параметров от средней СПИ лля операторов-мужчин

Фон	С	S	As	V, %		
Зеленый	0,625/0,833	0,0297/0,0161	0,12/-0,79	27,57/15,22		
Красный	0,676/0,842	0,0271/0,0109	0,27/-0,68	24,35/12,37		
Синий	0,705/0,859	0,0224/0,0093	0,30/-0,47	21,21/11,21		

В табл. 1 отображены следующие параметры: выборочная средняя – С; несмещенная оценка дисперсии – S; моментный коэффициент асимметрии – As; коэффициент вариации – V СПИ операторамимужчинами без (числитель) и в процессе (знаменатель) ВС.

Смена цвета фона приводит к некоторому росту выборочной средней СПИ, причем как с ВС, так и без ВС, в последовательности зеленый – красный – синий, что соответствует порядку следования функциональных проб (ФП). При этом увеличивается коэффициент асимметрии и уменьшаются другие параметры, но не столь значительно, как под воздействием ВС (рис. 1, a, δ).

Для операторов-женщин под воздействием ВС (табл. 2) выборочная средняя СПИ увеличивается менее значимо, чем для мужчин, другие параметры выборки существенно не изменяются. Моментный коэффициент асимметрии СПИ без ВС отрицателен (левостороннее смещение) и увеличивается по модулю под воздействием ВС. Среднее время выполнения теста уменьшается на 5,6%, среднее число ошибок – на 19,3%.

Таблица	ι2			
Зависимость параметров от средней СПИ				
для операторов-женщин				

Фон	С	S	As	V, %
Зеленый	0,613/0,643	0,0286/0,0286	-0,33/-0,47	26,83/26,29
Красный	0,624/0,680	0,0237/0,0287	-0,52/-0,76	24,68/24,94
Синий	0,623/0,682	0,0286/0,0297	-0,45/-0,84	27,16/25,30

В табл. 2 отображены следующие параметры: выборочная средняя – *C*; несмещенная оценка дисперсии – *S*; моментный коэффициент асимметрии – *As*; коэффициент вариации – *V* СПИ операторамиженщинами без (числитель) и в процессе (знаменатель) ВС.

При смене цвета фона без ВС большинство параметров существенно не изменяется. Под воздействием ВС накопленная частота F и максимум распределения вероятности p (рис. 1, e, c) сдвигается в область больших значений СПИ менее значимо, чем для мужчин (рис. 1, a, δ). Выборочная средняя СПИ с ВС и модуль моментного коэффициента асимметрии несколько увеличиваются при смене цвета фона в последовательности зеленый – красный – синий, т.е. в последовательности экспериментов в серии.

Средние значения СПИ под воздействием ВС для операторов-мужчин увеличиваются на 33,3%

при зеленом фоне, на 24,6% – при красном, на 21,8% – при синем; для женщин, соответственно – на 4,9; 9 и 9,5%. Далее приведены результаты регрессионного анализа при максимальных изменениях СПИ, – для операторов-мужчин при зеленом фоне, для женщин – при синем. По критерию Фишера полученные уравнения регрессии (табл. 3, 4) статистически надежны.



Рис. 1. Накопленная частота (a, b) и вероятность попадания в *i*-й интервал (δ, c) СПИ операторами мужчинами (a, δ) и женщинами (b, c) без (1, 2, 3) и в процессе (4, 5, 6)ВС при зеленом (1, 4), красном (2, 5) и синем $(3, \delta)$ фоне

Таблица З

	Результаты расчетов					
Пол	b_0	$b_1 \cdot 10^3$	$b_2 \cdot 10^3$	β_1	β_2	
М	1,189/1,560	-8,2/-14,2	-9,2*/-24,5	-0,859/-0,993	-0,136/-0,248	
ж	1,226/1,227	-8,48/-8,46	-16,29/-14,62	-0,838/-0,759	-0,368/-0,35	
* – Коэффициент статистически не значим (α > 0,05).						

В табл. 3 отображены следующие параметры: коэффициенты уравнения $C = b_0 + b_1 \cdot T + b_2 \cdot N$ и

β – коэффициенты без (числитель) и в процессе (знаменатель) ВС для операторов-мужчин (м) и женщин (ж).

Таблица 4

гезультаты расчетов						
Пол	<i>A</i> , %	Δb_0	$\Delta b_1 \cdot 10^3$	$\Delta b_2 \cdot 10^3$		
М	7,89/2,32	1,1; 1,28/1,51; 1,61	-9,74; -6,69/-15,1; -13,2	-20; 1,58/-31,1; -18		
ж	3,71/6,06	1,19; 1,27/1,16; 1,29	-9,1; -7,85/-9,62; - 7,29	-19; -13,6/-19; -10,3		

В табл. 4 отображены следующие параметры: средние ошибки аппроксимации А и доверительные интервалы ($\alpha = 0.05$) параметров моделей Δb_i без (числитель) и в процессе (знаменатель) ВС для операторов-мужчин (м) и женщин (ж)

Под воздействием ВС для мужчин дисперсии результата и параметров моделей уменьшаются (табл. 5), для женщин – увеличиваются.

Таблица 5

	Результаты расчетов					
Пол	S_{b0}	$S_{b1} \cdot 10^3$	$S_{b2} \cdot 10^3$	$S \cdot 10^3$	σ	
М	0,043/0,024	0,744/0,462	5,25/3,19	3,71/0,393	0,0614/0,0222	
ж	0,0196/0,0321	0,304/0,568	1,33/2,13	0,736/1,82	0,0271/0,0427	

В табл. 5 отображены следующие параметры: дисперсии параметров b_i , несмещенная оценка дисперсии S и среднеквадратичное отклонение о результата без (числитель) и в процессе (знаменатель) ВС для операторов-мужчин (м) и женщин (ж).

Каждый фактор влияет на результат не только прямо, но и косвенно (через другой фактор). Полное влияние x_i на у характеризует коэффициент линейной парной корреляции $r_{y,xj}$. По шкале Чеддока при $0,1 \le |r_{v,xj}| < 0,3$ связь x_j и y слабая; при $0,3 \le |r_{v,xj}| \le 0,5$ умеренная; при 0,5 $\leq |r_{v,xi}| \leq 0,7$ – заметная; при 0,7 $\leq |r_{v,xj}| \leq 0,9$ – высокая; при $|r_{y,xj}| > 0,9$ – весьма высокая.

Уравнение регрессии в стандартизированной форме: $t_v = \beta_1 \cdot t_{x1} + \beta_1 \cdot t_{x1}$. Начало отсчета стандартизированного признака tx совмещено со средним значением x, единицы изменения – среднеквадратичное отклонение x. Коэффициент β_i – мера прямого влияния фактора x_i на результат. Косвенное (опосредованное) влияние x_i определяется как сумма произведений r_{xixi} β_i по всем факторам модели.

Для операторов-мужчин (табл. 6) и для женщин (табл. 7) наибольшее влияние на результат С оказывает фактор Т. До ВС связь С с Т обратная и весьма высокая, с *N* – обратная и заметная.

Таблица 6 Матрица коэффициентов парной корреляции признаков без ВС (числитель) и в процессе ВС (знаменатель) для операторов-мужчин

-	С	Т	N
С	1 / 1	-0,934/-0,955	-0,608/-0,098
Т		1 / 1	0,549/-0,151

Частный коэффициент корреляции характеризует влияние на результат у фактора x_i при неизменных значениях других факторов. Коэффициент эластичности Е_{xi} показывает процент (в среднем по совокупности) изменения результата у от своей средней величины при изменении фактора x_i на 1% от своего среднего значения.

Таблица 7

Коэффициенты парной корреляции признаков без (числитель) и в процессе ВС (знаменатель) для операторов-женщин

_	С	Т	Ν
С	1 / 1	-0,9212/-0,9211	-0,5573/-0,702
T		1 / 1	0,2262/0,4635

Под воздействием ВС в случае мужчин усиливается связь С с Т и существенно ослабляется с N. Коэффициент парной корреляции r_{TN} даже изменяет знак: без BC связь T и N заметная и прямая, с BC слабая и обратная. В случае женщин связь С с Т незначительно ослабляется и усиливается связь с N, знак *г*_{*TN*} не изменяется.

Для операторов-мужчин косвенное (опосредованное) влияние фактора *T* на результат *C* ($r_{TN} \cdot \beta_2$, табл. 7) под воздействием ВС ослабляется, в случае женщин – усиливается.

Тесноту совместного влияния факторов на результат характеризует индекс множественной корреляции *R*. Чем плотнее фактические значения y_i pacполагаются относительно линии регрессии, тем меньше остаточная дисперсия и, следовательно, больше величина R. Долю каждого фактора в общей вариации результата определяют коэффициенты раздельной детерминации (отдельного определения) $d_i^2 = r_{v,xi} \beta_i$. Совместное влияние факторов на вариабельность результата характеризует коэффициент детерминации R^2 .

Индексы множественной корреляции R_{CTN} (см. табл. 7) рассчитаны по известным значениям линейных коэффициентов парной корреляции. Коэффициент детерминации R_{VTN}^2 и доля фактора T в вариа-бельности результата – d_T^2 под воздействием BC уменьшаются для мужчин и увеличиваются для женщин. Сумма долей d_T^2 и d_N^2 равна коэффициенту детерминации R_{VTN}^2 .

Коэффициенты регрессии b_i при разнотипных факторах несопоставимы. Уравнение регрессии дополняют соизмеримыми показателями тесноты связи фактора с результатом, позволяющими ранжировать факторы по силе их влияния. К таким показателям тесноты связи относят β-коэффициенты, а также частные коэффициенты корреляции и эластичности.

Таблица 8

Коэффициенты детерминации, доли факторов Т и N в
общей вариации результата и оценки опосредованного
влияния фактора Т на результат без (числитель) и в
процессе (знаменатель) ВС для операторов-мужчин (м)

и женшин (ж)

	и женщин (ж)								
Пол	$R_{V,T,N}$	$R_{V,T,N}^{2}$	d_T^2	d_N^2	$r_{T,N}\cdot\beta_2$				
М	0,941/	0,886/	0,8/	0,083/	-0,075/				
	0,986	0,972	0,95	0,024	-0,038				
ж	0,9884/	0,9769/	0,77/	0,2/	-0,083/				
	0,9721	0,9449	0,7	0,25	-0,162				

Частные коэффициенты корреляции (табл. 8) дают более объективную характеристику тесноты

связи признаков. Под воздействием ВС в случае операторов-мужчин теснота связи заметно увеличивается, особенно значимо для *T* и *N*. В случае женщин происходит незначительное снижение тесноты связи.

Частные коэффициенты эластичности (табл. 9) позволяют заключить, что доминирующее влияние времени T и влияние числа ошибок N на результат ослабляются под воздействием ВС. Влияние числа ошибок для операторов-женщин более значимо, чем для мужчин.

Частные коэффициенты корреляции *r* и эластичности *E* без (числитель) и в процессе (знаменатель) ВС для операторов мужчин (м) и женщин (ж)

					/
Пол	$r_{C,T/N}$	$r_{C,N/T}$	$r_{T,N/C}$	E_T	E_N
М	-0,905/	-0,319/	-0,067/	-0,85/	-0,048/
	-0,986	-0,828	-0,831	-0,83	-0,043
ж	-0,983/	-0,92/	-0,889/	-0,87/	-0,0975/
	-0,944	-0,798	-0,661	-0,74	-0,0657

Коэффициент вариации – V изменений СПИ под воздействием ВС – ΔC значительно больше 33% (табл. 10). Следовательно, совокупность ΔC неоднородна и выборочная средняя для нее недостаточно типична.

Таблица 10

Таблица 9

Выборочная средняя ΔC , доверительный интервал ΔC_{δ} , несмещенная оценка дисперсии *S*, моментный коэффициент асимметрии As, коэффициент вариации *V* изменений СПИ операторами-мужчинами

под воздеиствием вс								
Пол	ΔC	ΔC_{δ}	S	As	V, %			
М	0,21	0,14; 0,28	0,0333	-0,052	86,37			
ж	0.059	0,014; 0,1	0,0143	-0,49	201,03			

Двухфакторная регрессия ΔC статистически ненадежна, поэтому для последующего анализа использована парная линейная регрессия.

Коэффициент парной корреляции числа ошибок N и времени выполнения теста T под воздействием ВС для женщин увеличивается с 0,253 до 0,345; для мужчин – уменьшается с 0,422 до –0,186, что согласуется с результатами двухфакторного анализа.

Связь СПИ без ВС и приращения СПИ под воздействием ВС для мужчин обратная и высокая (рис. 2, *a*), для женщин – слабая при зеленом и красном фоне, умеренная при синем (рис. 2, δ).

Влияние цвета на функциональное состояние человека зависит от многих факторов [2]. Красный цвет, с одной стороны и зеленый или синий – с другой, обычно действуют разнонаправленно. В проведенных экспериментах цвет фона слабо влияет на СПИ и эффективность ВС. При смене цвета фона в порядке следования функциональных проб определяющее значение имеет, по-видимому, эффект последействия ВС в процессе эксперимента. Для операторов-женщин влияние ВС на СПИ менее значимо, чем для мужчин, соответственно возрастает относительное влияние цвета фона.

Заключение

СПИ без и в процессе ВС не состоят непосредственно в причинно-следственных отношениях, но предопределяются общими для них причинами (косвенная регрессия). При прочих равных условиях СПИ – коррелят функционального состояния человека-оператора.

Для операторов-мужчин без ВС рассмотренная двухфакторная модель объясняет вариабельность СПИ изменениями времени T на 80% и изменениями числа ошибок N на 8,3%. Под воздействием ВС 95% вариабельности СПИ объясняются изменениями T и 2,4% – изменениями N.

Для операторов-женщин без ВС вариабельность СПИ объясняется изменениями времени T на 74% и изменениями N на 24%. Под воздействием BC – на 69% изменениями T и на 27% – N.

Необъясненные двухфакторной моделью вариации СПИ под воздействием ВС уменьшаются с 14 до 8% для мужчин и увеличиваются с 2,7 до 4% для женщин, что сопоставимо с ошибками аппроксимации.



Рис. 2. Регрессионные прямые ΔC на C без BC для операторов-мужчин (*a*) и женщин (*б*) при зеленом (*1*), красном (*2*) и синем (*3*) фоне

В проведенных экспериментах операторымужчины лучше женщин знакомы с клавиатурой. Эффект ВС уменьшается с ростом СПИ без ВС и более выражен для операторов-мужчин.

Цвет фона слабо влияет на СПИ и эффективность ВС.

Литература

1. Ахраров Н.М., Баранова Ю.А., Васильева М.В., Романовский М.Н. Ритмическая стимуляция пропускной способности человека-оператора // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2015. – Т. 15, №5. – С. 60–63.

2. Базыма Б.А. Цвет и психика [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.klex.ru/22q, свободный (дата обращения: 19.06.2015).

УДК 615.831.6

Ю.А. Баранова, М.Н. Романовский

О ритмической стимуляции зрительного восприятия человека-оператора

Рассмотрены результаты ритмической визуальной стимуляции (ВС) зрительного восприятия человекаоператора за счет прерываний освещения с частотой 10 Гц. Для определения параметров зрительного восприятия использован корректурный тест Э. Ландольта. Проведен корреляционно-регрессионный анализ экспериментальных данных. Установлено, что при неосознаваемой ВС с длительностью прерываний 10 мкс эффект ВС более выражен, чем при видимых мерцаниях.

Ключевые слова: зрительное восприятие, ритмическая визуальная стимуляция, тест Ландольта, корреляционно-регрессионный анализ.

Переработка и передача информации оператором системы «человек-машина» представляется в виде «информационной воронки», – широкая часть воронки соответствует рецепторам оператора, средняя – корковому уровню, узкая – уровню ответных реакций [1].

Согласно [2] ритмическая визуальная стимуляция (ВС) человека-оператора с частотой 10 Гц – за счет мерцания символов на экране отображения информации – приводит к повышению его пропускной способности и надежности (уменьшению количества ошибок). Повышение пропускной способности связано с сокращением времени ответных реакций (поиска нужных символов на клавиатуре).

Цель настоящей работы – экспериментальное исследование влияния ВС на зрительное восприятие человека-оператора.

Методика эксперимента

Излучатель установки для ВС представлял собой матрицу светодиодов, цвет излучения – зеленый. Электропитание светодиодов осуществляли от источника тока. Для модуляции светового потока использовали ключ на биполярном транзисторе и генератор прямоугольных импульсов. Частота следования импульсов модуляции составляла 10 Гц, длительность – 10 мкс (неосознаваемая ВС) и 500 мкс (видимое мерцание).

В работе участвовали 20 студентов с нормальным зрением в возрасте от 20 до 22 лет. Для определения параметров зрительного восприятия использовали корректурный тест Э. Ландольта [3].

Проведено шесть серий из десяти экспериментов с временным зазором в одну неделю или более. По завершении эксперимента подсчитывали общее число просмотренных колец – Q, число пропущенных и неправильно вычеркнутых колец – N, число колец, которые следовало вычеркнуть, – M. Рассчитывали показатель точности работы A = (M - N)/M, показатель продуктивности $P = A \cdot Q$, скорость переработки информации $C = (0,5436 \cdot Q - 2,807 \cdot N)/T$, где 0,5436 бит – средняя величина информации каждого кольца; 2,807 бит – величина потери информации, приходящаяся на одно кольцо; T = 120 с – время выполнения теста.

В каждом эксперименте испытуемые выполняли тест дважды – в процессе модуляции и без модуляции светового потока. В экспериментах с неосознаваемой ВС не сообщалась последовательность функциональных проб, что исключало эффект плацебо.

Проведен корреляционно-регрессионный анализ скорости переработки информации с использованием программы Exel 7 с соответствующими надстройками. Коэффициенты уравнений регрессии определены методом наименьших квадратов. Статистическая значимость уравнений ($\alpha = 0,05$) проверена с помощью критериев Фишера и Стьюдента.

Результаты и обсуждение

Показатель продуктивности P и скорость переработки информации C – интегральные характеристики зрительного восприятия – предопределяются значениями точности работы A и числа просмотренных колец Q.

По завершении ВС уменьшаются выборочные средние всех параметров зрительного восприятия (табл. 1). Уменьшение Q в отдельных экспериментах сопровождается, как правило, ростом A. По результатам однофакторного дисперсионного анализа различия P и C без и под воздействием ВС статистически значимы при $\alpha = 0,1$.

Таблица 1

Выборочные средние без (числитель) и в процессе (знаменатель) ВС и их относительные изменения δ под

	возденствием вс								
		Q,	δQ,	А,	δA,	Р,	δΡ,	С	δС,
1 _{имп} , мкс	ШТ.	%	отн. ед.	%	ШТ.	%	бит/с	%	
	10	332,6/	77	0,87/	2 2	282,8/	0.2	1,36/	10.2
10	358,1	/,/	0,89	2,3	308,7	9,2	1,50	10,5	
	500	311,6/	5.0	0,90/	22	275,0/	07	1,30/	77
500	330,0	5,9	0,94	2,3	299,0	0,/	1,40	1,1	

Уравнения двухфакторной регрессии $C = b_0 + b_1 \cdot Q + b_2 \cdot A$ (табл. 2, 3) статистически надежны. Наибольшее влияние на C и P оказывает фактор Q.

Без ВС при $T_{имп} = 10$ мкс связь *C* с *Q* прямая и высокая, с *A* – прямая и очень слабая (табл. 4). Коэффициенты парной корреляции r_{CA} статистически не значимы по критерию Стьюдента. Частные коэффициенты корреляции до ВС свидетельствуют о весьма высокой тесноте связи между признаками (табл. 5). Вариабельность *C* на 90,8% объясняется изменениями *Q* и *A* (табл. 6). Сумма долей *Q* и *A* в общей вариабельности *C* равна коэффициенту детерминации R_{CQA}^{2} .

Таблица 6

Индексы множественной корреляции, коэффициенты детерминации, доли *Q* и *A* в общей вариации *C* и оценки косвенного влияния *Q* на *C* без (числитель)

и в процессе (знаменатель) ВС

$T_{\rm имп}$, мкс	$R_{C,Q,A}$	$R_{C,Q,A}^{2}$	d_Q^2	d_A^2	$r_{Q,A} \cdot \beta_2$
10	0,953/	0,908/	0,87/	0,0347/	-0,217/
	0,864	0,747	0,68	0,069	-0,086
500	0,993/	0,986/	1/	7.10-4/	-0,071/
	0,972	0,945	0,9	0,089	-0,100

Таблица 7

Коэффициенты парной корреляции признаков без ВС (числитель) и в процессе (знаменатель) ВС при *T*_{ими} = 500 мкс

	1 HMH									
-	С	Q	A							
С	1 / 1	0,964/0,898	0,0026/0,204*							
0		1/1	-0.261/-0.231							

Таблица 8

Разности коэффициентов уравнений двухфакторной перессии С с ВС и без ВС

$T_{\rm имп}$, мкс	$b_{\Delta 0}$	$b_{\Delta 1}$	$b_{\Delta 2}$			
10	0,798	-0,00126	-0,370			
500	-0,174	-0,0002	0,233			

Эмпирические распределения вероятностей *C* и *P* под воздействием BC сдвигаются в область больших значений и в значительной степени повторяют распределение *Q* (рис. 1). При $T_{\text{имп}} = 10$ мкс эффект BC более выражен, чем при 500 мкс.



Рис. 1. Вероятности попадания в *i*-й интервал *Q* (*a*), *C* (*б*) и *P* (*в*) без (1, 3) и в процессе (2, 4) ВС при длительности импульсов модуляции 10 (1, 2) и 500 (3, 4) мкс

Таблица 2

Коэффициенты регрессии *C* на *Q* и *A* в естественной – *b*_j и стандартизированной – β_j форме без (числитель) и в процессе (знаменатель) ВС

$T_{\rm имп}$, мкс	b_0	b_1	b_2	β_1	β ₂
10	-0,854 /	0,00401/	0,9981/	1,05/	0,512/
	-0,056*	0,00275	0,6276	0,868	0,379
500	-0,889/	0,0043/	0, 936*/	1,035/	0,273/
	-1,063	0,0041	1,169	0,999	0,435

Таблица З

Средние ошибки аппроксимации – O и доверительные интервалы ($\alpha = 0,05$) параметров моделей – Δb_j без (числитель) и в пропессе (знаменатель) ВС

(inclinically in b inpolaceee (snallenarchill) be								
$T_{\rm имп}$, мкс	0, %	Δb_0	$\Delta b_1 \cdot 10^3$	Δb_2				
	3,65/5,17	-1,32;	3,31;	0,64;				
10		-0,39/-0,65;	4,72/1,83;	1,36/0,15;				
		0,54	3,68	1,10				
	2,07/	-1,07;	4,08;	0,77;				
500	3,45	-0,7/-1,37;	4,51/3,7;	1,11/0,91;				
		-0,76	4,52	1,43				

Таблица 4

Коэффициенты парной корреляции признаков без ВС (числитель) и в процессе (знаменатель) ВС

при 1 _{имп} – 10 мкс								
-	С	Q	A					
С	1 / 1	0,8329/0,7818	0,0677*/0,1819*					
Q		1/1	-0,4235/-0,2266					

Таблица 5

Частные коэффициенты корреляции – *r* и эластичности – *E* без (числитель) и в процессе (знаменатель) ВС

$T_{\rm имп}$, мкс	r _{C,Q/A}	$r_{C,A/Q}$	$r_{Q,A/C}$	E_1	E_2
10	0,953 /	0,839 /	-0,869/	0,98/	0,64/
	0,859	0,591	-0,602	0,66	0,37
500	0,999/	0,992/	-0,992/	1,01/	0,62/
	0,992	0,98	-0,978	0,96	0,75

Под воздействием ВС уменьшаются коэффициенты уравнений регрессии в стандартной форме (β -коэффициенты, см. табл. 2). Статистическая значимость коэффициента b_0 не подтверждается. Корреляционная связь $C \, c \, Q$ прямая и высокая, сA – прямая и слабая (см. табл. 4). Коэффициент парной корреляции $r_{C,A}$ статистически не значим. При неизменных значениях других факторов теснота связи между признаками (см. табл. 5) существенно ниже, чем без ВС. Снижаются также коэффициент детерминации, доли Q и A в общей вариации C, косвенное влияние Q на C (табл. 6).

При $T_{\rm имп} = 500$ мкс без ВС коэффициент b_2 двухфакторной регрессии (см. табл. 2) статистически не значим. Под воздействием ВС статистически не значим коэффициент корреляции r_{CA} (табл. 7). При неизменных значениях других факторов теснота связи между признаками (см. табл. 5) весьма высокая. Коэффициент детерминации (см. табл. 6) без ВС несколько ниже, чем под воздействием ВС, – суммарный вклад изменений Q и A в вариабельность C снижается с 98,6 до 94,5%.

Разность уравнений регрессии *C* с BC и без BC (табл. 8) при $T_{\text{имп}} = 10$ мкс более реалистична, чем при $T_{\text{имп}} = 500$ мкс.

Парная линейная регрессия $C = a + b \cdot Q$ (табл. 9) подтверждает доминирующее влияние на вариабельность *C* изменений фактора *Q*. Коэффициенты детерминации R^2 статистически надежны по критерию Фишера. Уравнения регрессии *C* на *A* статистически не значимы.

	Таблица	9
Параметры парной регрессии С на Q,	коэффициенть	Ы
детерминации – R ² и эластичности – Е	без (числители	5)
и в процессе (знаменатель)	BC	

n b npoqueee (snamenarenb) be						
$T_{\rm имп}$, мкс	а	b	β	R^2	Ε	
10	0,296*/	0,0032/	0,833/	0,694/	0,78/	
10	0,602	0,0025	0,782	0,611	0,6	
500	0,058*/	0,0041/	0,964/	0,929/	0,96/	
500	0,152*	0,0038	0,898	0,807	0,89	

При $T_{имп} = 10$ мкс под воздействием ВС коэффициент *а* увеличивается до статистически значимого уровня, уменьшаются коэффициент *b* и другие параметры (табл. 9, рис. 2, *a*). Выборочные дисперсии *C* и *Q* изменяются разнонаправленно, возрастает объясненная (факторная) дисперсия модели, остаточная дисперсия существенно не изменяется (табл. 10).



Рис. 2. Регрессионные прямые *C* на *Q* без (1, 3) и в процессе (2, 4) ВС при длительности импульсов модуляции 10 (*a*) и 500 (б) мкс

Таблица 10

Выборочные дисперсии результативного – S_C и факторного – S_O признаков, ошибки аппроксимации – O, объясненные – S_{of} и остаточные – S_{ocr} дисперсии без

(числитель) и в процессе (знаменатель) вс					
$T_{\rm имп}$, мкс	S_Q	S_C	<i>O</i> , %	$S_{ob.}$	S _{oct.}
10	3956,13/	0,0585/	7,61/	0,731/	0,02/
10	4432,32	0,046	6,81	0,506	0,02
500	3567,21/	0,0639/	3,71/	1,723 /	0,00481/
	3030,17	0,0549	4,38	1,285	0,0115

При $T_{\rm имп} = 500$ мкс под воздействием BC существенно не изменяется коэффициент *b*, совокупность С сдвигается практически по линии тренда (см. рис. 2, б). Выборочные дисперсии признаков уменьшаются под воздействием ВС, уменьшается объясненная (факторная), но увеличивается остаточная дисперсия модели (см. табл. 10).

Двухфакторный регрессионный анализ продуктивности P затруднен мультиколлинеарностью – тесной корреляционной связью факторов A и Q. Парная линейная регрессия $P = a + b \cdot Q$ (см. рис. 3, табл. 11) по критерию Фишера статистически надежна. Однако уравнения регрессии (см. рис. 3, табл. 11) нежелательно использовать из-за большой ошибки аппроксимации и возможной гетероскедастичности (непостоянства дисперсий отклонений), – тест ранговой корреляции Спирмена и тест Голдфелда–Квандта дают разные результаты.



Рис. 3. Регрессионные прямые *P* на *Q* без (1, 3) и в процессе (2, 4) ВС при длительности импульсов модуляции 10 (*a*) и 500 (б) мкс

Вместе с тем регрессии *C* и *P* на *Q* отличаются количественно, что естественно, но качественно совпадают.

	Таблица	11
Параметры парной регрессии Р на Q,	коэффициен	ты
детерминации – R ² и эластичности – E	без (числите	ль)
-) BC	

$T_{\rm имп}$, мкс	а	b	β	R^2	Ε	
10	99,33*/	0,552/	0,624/	0,39/	0,65/	
10	150,9	0,441	0,557	0,31	0,51	
500	28,97*/	0,814 /	0,896/	0,80/	0,9/	
300	46,64*	0,774	0,803	0,64	0,85	

Снижение значений коэффициентов детерминации и повышение необъясненной дисперсии под воздействием ВС и при двухфакторной, и при парной регрессии можно интерпретировать как результат влияния неких факторов, не существенных в отсутствие ВС.

	Таблица	12
Выборочные дисперсии результат	ивного – <i>Sp</i> и	
факторного – So признаков, ошибки а	ппроксимаци	и –
σ, объясненные – S _{об} и остаточные –	S _{ост} дисперси	и

оез (числитель) и в процессе (знаменатель) вс					
$T_{\rm имп}$, мкс	S_Q	S_P	σ, %	Soo.	S _{oct.}
10	3956,1/	3086,8/	6,2/11	21661,2/	2118,8/
	4432,3	2776,7		15491,1	2155,6
500	3567,2/	2942,2/	3,7/7	68476,6/	623,9/
	3030,2	2818,4		52711,1	1074,9

Ошибки аппроксимации увеличиваются под воздействием ВС. Группа испытуемых сформирована случайным образом. Естественно предположить, что ВС приводит к усилению различий в функциональном состоянии испытуемых, что находит отражение в увеличении дисперсии ошибки регрессии.

Заключение

Как осознаваемая, так и на неосознаваемая ВС человека-оператора с частотой 10 Гц приводит к повышению интегральных параметров зрительного восприятия, – продуктивности *P* и скорости переработки информации *C* на 7–10%.

Влияние BC на зрительное восприятие менее значимо, чем на ответную реакцию человекаоператора [2].

При неосознаваемой ВС эффект ВС более выражен, чем при видимых мерцаниях.

Литература

1. Душков Б.А., Королев А.В., Смирнов Б.А. Энциклопедический словарь: Психология труда, управления, инженерная психология и эргономика [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://vocabulary.ru/dictionary/ 896/word/propuCknaja-CpoCobnoCt-operatora. – 19.06.15.

2. Ахраров Н.М., Баранова Ю.А., Васильева М.В., Романовский М.Н. Ритмическая стимуляция пропускной способности человека-оператора // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. – 2015. – Т. 15, №5. – С. 60–63.

3. Сысоев В.П. Методика диагностики работоспособности. Тест Э. Ландольта. – СПб.: Иматон, 1996. – 30 с.

УДК 621.317.79+658.562.4

А.Ю. Дракин, А.Н. Школин

Разработка автоматизированных измерительных комплексов для испытаний микросхем высокочастотных импульсных преобразователей напряжения

Рассматриваются вопросы, посвященные разработке автоматизированных измерительных комплексов для испытаний интегральных микросхем высокочастотных импульсных преобразователей напряжения. Описывается пример реализации тестового оборудования, в котором для минимизации объемов подготовительной нормативно-справочной информации применяется поведенческая модель испытуемой микросхемы. Ключевые слова: тестер микросхем, импульсные преобразователи напряжения, поведенческая модель, VHDL-AMS.

Высокочастотные импульсные преобразователи напряжения (ИПН) широко используются во вторичных источниках питания, которые имеются практически во всех изделиях электротехнической и радиотехнической промышленности – в компьютерах, телевизорах, в различных автоматизированных устройствах и системах. В электрооборудовании современных технических объектов насчитывается до нескольких десятков таких микросхем. Выход из строя одной микросхемы может привести к тяжелым последствиям, что обусловливает необходимость организации сплошного входного контроля таких изделий. Кроме того, задача автоматизированного контроля параметров интегральных микросхем решается при их производстве на различных стадиях (на пластине, после корпусирования, и т.д.) и в зависимости от видов приемки.

В рамках решения этой задачи авторами разработан автоматизированный измерительный комплекс для испытаний микросхем высокочастотных импульсных преобразователей (далее по тексту – тестеров), разработанных на основе базовых кристаллов – серии импульсных понижающих стабилизаторов с регулируемым и фиксированными выходными напряжениями. Данные микросхемы предназначены для замены аналогов изделий иностранного производства, разрешенных к применению в радиоэлектронном оборудовании перспективных и модернизируемых образцов вооружения, военной и специальной техники наземного, воздушного, морского и космического базирования. Микросхемы представлены понижающими импульсными стабилизаторами на ток до 1–5 А и понижающе-повышающими импульсными стабилизаторами на ток до 5 А.

Комплекс выполнен с использованием оборудования National Instruments [1] и включает в себя:

– модули РХІе-4139 – источники / измерители;

– модуль РХІе-4142 – четыре источника / измерителя;

– модуль PXIe-5114 – АЦП;

 модуль PXIe-2567 – 64-канальнный модуль для управления внешними реле;

 модуль РХІе-6230 –таймер / генератор и управление внешними устройствами;

– модуль РХІе-1078 – РХІ шасси (корзина);

– модуль PXIe-8821 – контроллер 2,6 GHz intel Core i3 – 4110E dual core processor;

 тест-адаптеры с контактными устройствами под различные типы корпусов микросхем;

 – блок подключения многозондовой установки для контроля параметров на пластине.

Комплекс (тестер) обеспечивает измерение ряда статических и динамических параметров в нескольких поддиапазонах, а также управление внешними устройствами (зонд, сортировщик, камера тепла / холода). Контроль параметров проводится, как в режиме с измерением значения параметра, так и в режиме разбраковки по принципу «Брак/Годен». Тестер обеспечивает возможность задания типа ИС, плана классификации, режимов тестирования.

В связи с тем, что ряд измеряемых параметров является температурно-зависимыми, а испытания производятся при широкой номенклатуре температур нами предлагается подход, позволяющий минимизировать объемы подготовительной нормативносправочной информации (НСИ), содержащей нормативные значения величин измеряемых параметров, необходимой для обеспечения различных режимов измерений. Это достигается за счет отказа от использования таблиц величин норм технических данных для каждого возможного набора условий внешней среды и вида испытаний. Возможность такого отказа обусловлена использованием поведенческой модели тестируемого изделия в качестве источника НСИ. Поведенческая модель позволяет в компактной форме описать любые внешние воздействия и условия и возможные реакции описываемой интегральной микросхемы.

Поведенческие модели можно реализовать с помощью высокоуровневого языка описания аппаратуры VHDL (от англ. Very-High-Speed Hardware Description Language). В частности, в данной работе применялась разновидность языка VHDL-AMS в соответствии со стандартом IEEE 1076.1 [2]. Данный язык позволяет описать смешанные поведенческие модели AMS (от англ. Analog and Mixed Signal), также реализовать описание мультидисциплинарных моделей. Что позволяет моделировать взаимосвязь электрических и тепловых параметров микросхем импульсных преобразователей напряжения [3–7].

В целях повышения скорости вычислений предлагается минимизировать расчетную полную электрическую схему интегральной микросхемы (ИМС) посредством организации аналоговой части только для электрических интерфейсов по конкретным выводам ИМС. Задание внешнего теплового воздействия предлагается организовать посредством дополнительного интерфейса модели, не имеющего физического аналога в качестве конкретного вывода ИМС. Подключенная к указанным интерфейсам внутренняя функциональная модель должна быть описана большей частью алгоритмически.

В качестве примера для анализа была выбрана микросхема ИПН LM2596 фирмы Texas instruments [8]. Внутренняя структура данной микросхемы согласно справочным данным приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структура микросхемы LM2596

Для этой микросхемы фирмой-производителем разработана макромодель на языке PSPICE, которая использовалась для верификации предлагаемой поведенческой модели. Функциональная схема модели приведена на рис. 2, в ней представлены следующие функциональные блоки:

 коммутирующий выходной ключ на основе идеализированного ключа с температурно-зависи-

мыми параметрами его дифференциального сопротивления и напряжения насыщения в открытом состоянии;

 – блок усилителя ошибки, реализованный на базе блока с передаточной функцией, описанной с помощью преобразования Лапласа;

 – блоки ограничения входного и выходного сигналов усилителя ошибки;

 – блок функционального генератора пилообразного и стробирующего сигналов;

 – блоки ограничений работы микросхемы по току и температуре.

Временные зависимости выходного напряжения и тока в момент запуска преобразователя, приведенные на рис. 3, 4, имеют хорошее совпадение с PSpice-моделью даже при низких точностных настройках решателя среды моделирования. Для практической реализации поведенческой модели на языке VHDL-AMS была выбрана среда моделирования SystemVision фирмы Mentor Graphics [9]. Данный продукт имеет реализацию в виде интернет-сервиса на базе облачных технологий. Внешний вид модели в указанной среде моделирования приведен на рис. 5.

Результат влияния температуры можно отследить на примере напряжения на выводе микросхемы VOUT. Полная осциллограмма данного напряжения приведена на рис. 6. Учитывая, что напряжение питания микросхемы по выводу VIN равно 12 В, недостающая разница в максимуме напряжении VOUT как раз обусловлена остаточным падением напряжения на силовой части микросхемы. Изменение этого остаточного напряжения и частоты коммутации под действием температуры приведено на рис. 7.







XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.



XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

Выводы

Созданная поведенческая модель позволяет получить адекватные результаты моделирования при сравнении со значительно более сложной SPICEмоделью, обеспечивая при этом значительный выигрыш в производительности и экономии вычислительных ресурсов.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о возможности использования поведенческих моделей в качестве основы для получения нормативно-справочной информации для процесса тестирования электронных компонентов, что позволяет значительно сократить объем подготовительных работ при организации автоматизированного тестирования изделий микроэлектроники.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.1729.2017/4.6).

Литература

1. National Instruments: тестирование, измерения и встраиваемые системы [Электроный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ni.com/ru-ru.html, свободный (дата обращения: 05.08.2017).

2. IEEE standard VHDL analog and mixed-signal extensions: approved 18 March 1999. – New York: Inst. of Electrical and Electronics Engineers, 1999. – 303 p.

3. Ashenden P.J. The system designer's guide to VHDL-AMS: analog, mixed-signal, and mixed-technology modeling / P.J. Ashenden, G.D. Peterson, D.A. Teegarden. – San Francisco: Morgan Kaufmann, 2002. – 800 p.

4. Advances in design and specification languages for SoCs: selected contributions from FDL'04 / ed. by P. Boulet. – Dordrecht, The Netherlands: Springer, 2005. - 305 c.

5. Cooper S. Introduction To The VHDL-AMD Modeling Language / S. Cooper, Mentor Graphics / Denver Chapter IEEE Power. Electron. Soc. [Электроный ресурс]. – Режим доступа: http://www.denverpels.org/Downloads/ Denver_PELS_20071113_Cooper_VHDL-AMS.pdf, свободный (дата обращения: 05.08.2017).

6. Karimi G.R. Behavioral modeling and simulation of semiconductor devices and circuits using VHDL-AMS / G.R. Karimi, S. Mirzakuchaki // Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering. – 2008. – Vol. 4, № 4. – PP. 165–175.

7. Pecheux F. Modeling and simulation of multidiscipline systems using bond graphs and VHDL-AMS / F. Pecheux et al. // Proceedings of the International Conference on Bond Graph Modeling and Simulation (ICBGM). – New Orleans, Louisana. – 2005. – PP. 149–155.

8. LM2596 Simple switcher Power Converter 150-kHz 3-A Step-Down Voltage Regulator. Texas Instruments. [Электроный ресурс]– Режим доступа: http://www.ti.com/ product/Im2596, свободный (дата обращения: 20.07.2017).

9. SystemVision Cloud.The Free Cloud-Based Simulation Tool. Mentor Graphics [Электроный ресурс]. – Режим доступа: https://systemvision.com, свободный (дата обращения: 20.08.2017).

УДК 621.315.592

А.А. Томашевич, С.Г. Еханин, С.Л. Аржаков, К.К. Слепцов

Исследование изменений обратных вольт-амперных характеристик светодиодов на основе нитрида галлия в зависимости от режимов и времени испытаний

Проведены теоретические и экспериментальные результаты исследования вольт-амперных характеристик светодиодов на основе нитрида галлия. Описаны результаты исследования изменений вольт-амперных характеристик светодиодов в зависимости от режимов и времени испытаний. Представлены графики изменения прямой и обратной ветвей вольт-амперных характеристик, изменения плотности тока в зависимости от режимов и времени испытаний. Описан эффект восстановления параметров светодиодов при многочасовом «отдыхе». Предлагается метод контроля за динамикой накопления дефектов в структуре светодиода в процессе испытаний при разных режимах. Обсуждены полученные результаты.

Ключевые слова: светодиод, вольт-амперная характеристика, механизмы деградации, туннельная электролюминесценция, кристаллические поля.

В настоящее время светодиоды на основе GaN (далее – СИД) являются перспективными элементами приборов освещения и индикации. Они имеют множество плюсов в сравнении с другими источниками света.

Однако долговечность СИД напрямую зависит от конкретного производителя и разброса параметров. Также в СИД протекают процессы деградации, которые являются одной из главных проблем современной светодиодной светотехники.

Существуют методы ранней диагностики деградации СИД, известные из уровня техники, некоторые из них довольно требовательны к оснащению лабораторий современным дорогостоящим оборудованием. В связи с этим становится актуальным разработка методик, которые позволяли бы проводить раннюю диагностику деградации и выбирать оптимальный режим работы СИД. Данная работа посвящена исследованию ранней диагностики деградации СИД на основе GaN с помощью измерений ВАХ в области микро- и нанотоков в зависимости от режимов и времени испытаний.

Экспериментальная часть

В качестве объекта исследования выбраны СИД фирмы «SemiLEDs», модель «SL-V-B24AD», они созданы на основе кристаллов GaN без люминофор-

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

172

ного покрытия и собраны в стандартном пластмассовом корпусе типа 5050. По своим электрическим и фотометрическим параметрам они являются типичными представителями изделий, выпускаемых, как отечественными, так и зарубежными предприятиями. Поэтому результаты проведенных исследований на этих СИД могут быть распространены на другие подобные изделия.

Были использованы следующие методы и оборудование:

– для исследования электрических характеристик использовали автоматизированный прецизионный измеритель LCR фирмы «Keysight» (США) модель E4980A, а также автоматизированный комплекс «Построитель BAX 3.0»;

 – для измерения температурных характеристик был использован тепловизор фирмы «Testo» (Германия), модель 876;

– для испытаний был использован лабораторный источник питания фирмы «Mastech» (Гонконг), модель НҮ3003. Изменения на прямой и обратной ветви ВАХ в области микро- и нанотоков являются чувствительным инструментом, выявляющим динамику деградационных явлений в СИД, связанных с накоплением дефектов в гетероструктуре.

Ниже представлены результаты экспериментальных измерений прямых и обратных ветвей ВАХ СИД в области микро- и нанотоков до и после испытаний. На рис. 1, 2 представлены графики, позволяющие наглядно увидеть деградацию СИД в зависимости от времени и режимов испытаний.

Как видно из рис. 1, 2, кривые ВАХ «свежего» и после испытания показывают значительные изменения по сравнению с новыми. Как и в работе [1], было замечено, что обратные токи СИД на начальной стадии деградации растут относительно медленно, однако затем резко ускоряются вплоть до выхода образца из строя.



XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

Подбор режима для оптимальной работы СИД без деградации параметров

Используя предлагаемый метод контроля за динамикой накопления дефектов в СИД в процессе испытаний при разных режимах электрической нагрузки, можно выделить режим, при котором интенсивность деградационных явлений (изменения роста обратной ВАХ в области микротоков) будет соответствовать заявленному производителем сроку службы в различных условиях эксплуатации СИД.

Например, для светодиода №4 в связи с отсутствием теплоотвода оптимальными рабочими токами являются значения до 0,13 А, так как выше этого значения уже происходят деградационные процессы в СИД. На рис. 3 синими кривыми показаны фазы испытаний и отдыха при значениях ниже 0,13 А, красными кривыми показаны фазы испытаний и отдыха при значениях выше 0,13 А. Для светодиода №2 с радиатором (рис. 4), значения оптимального рабочего тока выше и соответствуют описанным в официальной технической документации, оптимальными являются значения до 0,16 А.

Как только рабочий ток светодиодов выходит за указанные пределы, резко ускоряются деградационные процессы, обусловленные увеличением туннельной рекомбинации, приводящим к дополнительному выделению тепла, возникновению дополнительных механических напряжений и дефектов, а значит, и увеличению плотности состояний вблизи гетерограниц.



Обсуждение результатов. Выводы

Проведенный теоретический и экспериментальный анализ ВАХ полупроводниковых светодиодов фирмы «SemiLEDs», модель «SL-V-B24AD», в корпусе типа 5050 показал, что:

 – деградация параметров СИД не является постоянной величиной, а зависит как от плотности тока, так и от эффективности теплоотвода; – в процессе испытаний при постоянной температуре окружающей среды температура кристалла растет со временем за счет уменьшения величины светового потока (излучательной рекомбинации) и увеличения доли выделяющейся тепловой мощности (туннельной рекомбинации).

Методами ступенчатых испытаний при температурах выше номинального (испытания без радиа-

тора) и номинальных токах определены начальные параметры активации процессов деградации прямого напряжения и обратного тока.

Произведен анализ полученных данных, были обнаружены нестабильности в ВАХ и интенсивности туннельной электролюминесценции на микрофотографиях, подтверждающие деградацию СИД.

Заключение

В данной работе исследованы изменения ВАХ СИД в области микро- и нанотоков в зависимости от режимов и времени испытаний. Были проведены эксперименты по ранней диагностике деградации параметров СИД.

Показано, что изменения на прямой и обратной ветви ВАХ в области микро- и нанотоков являются чувствительным инструментом, выявляющим динамику деградационных явлений в СИД, связанных с накоплением дефектов в гетероструктуре. Многочасовой отдых СИД после испытаний (нахождение в выключенном состоянии при комнатной температуре) приводит к некоторому эффекту «восстановления»: уменьшению тока утечки, уменьшению влияния электрических диполей, увеличению напряжения участка роста обратной ВАХ.

Используя предлагаемый метод контроля за динамикой накопления дефектов в СИД в процессе испытаний при разных режимах электрической нагрузки, можно выделить режим, при котором интенсивность деградационных явлений (изменения роста обратной ВАХ в области микротоков) будет соответствовать заявленному производителем сроку службы.

Литература

1. Huang L., Yu T., Chen Z. Et al. Different degradation behaviors of InGaN/GaN MQWs blue and violet LEDs // Journal Of Luminescence. – 2009. – № 129. – PP. 1981–1984.

УДК 532.217

Е.И. Тренкаль, А.Г. Лощилов

Макет измерительного зонда нового типа для измерения уровней многослойных сред

Представлены результаты макетирования измерительного зонда нового типа, содержащего управляемые сосредоточенные включения. В качестве управляемых включений были использованы СВЧ-диоды Шоттки HSMS-8202. Продемонстрирован режим управления характеристиками измерительного зонда. Полученные результаты позволяют реализовать алгоритм измерения параметров исследуемых сред при проведении уровнеметрических измерений.

Ключевые слова: измерение уровня, TDR, метод, VTDR, измерительный зонд, управляемое включение.

Одним из типовых процессов в современной промышленности является измерение уровня содержимого в емкостях и резервуарах. При этом содержимое может представлять собой комбинацию из нескольких сред со слоистой структурой и различными параметрами. При наличии подобной многослойной структуры в резервуаре важной задачей является её анализ, включающий определение количества слоёв и положения границ раздела между ними. Примером подобной задачи может служить мониторинг послойного состава жидкостей на стадии очистки нефтепродуктов, которая требует определения уровней нефти, подтоварной воды и слоя эмульсии.

Решение такой задачи возможно ограниченным количеством методов, одним из которых является метод импульсной рефлектометрии (TDR) [1–5]. В работе [5] представлены подробный обзор и анализ существующих публикаций, описывающих применение метода в области измерения уровней многофазных сред.

Положение уровня в TDR-методе определяется исходя из задержки отраженного от границы раздела фаз импульсного сигнала (отклика). При этом задержка отклика зависит от длины слоя и скорости распространения сигнала, которая, в свою очередь, зависит от параметров среды.

Определение скорости распространения сигнала в каждом из слоёв является достаточно сложной задачей. В большинстве существующих технических решений определение скорости распространения основывается на использовании справочных данных об измеряемых средах либо данных, полученных в процессе калибровки. Однако используемые сведения могут не соответствовать действительности в момент измерения, что может привести к значительной погрешности при определении уровней [6].

Таким образом, задача поиска способа, позволяющего в режиме реального времени определять параметры слоёв многофазных сред при измерении их уровня, является актуальной и востребованной в промышленности.

Основы метода рефлектометрии во временной области

Поставленная задача может быть решена предложенным в работе [6] способом, основой которого является использование специальной конструкции измерительного зонда (управляемый TDR-зонд), содержащего сосредоточенные включения с управляемыми электрическими параметрами – управляемые включения. При этом их локализация вдоль

зонда заранее определена, а параметры могут быть изменены в необходимый момент времени. На рис. 1 представлена модель управляемого TDR-зонда для анализа многослойной жидкости.



Рис. 1. Пример использования зонда для анализа многослойной жидкости

Преимущество предложенного решения заключается в том, что в процессе измерения возможно целенаправленно изменить рефлектограмму объекта исследования за счет изменения параметров управляемых включений; т.к. рефлектограмма является в каком-то роде пространственной проекцией погруженного в исследуемую среду измерительного зонда, изменение параметров искусственной неоднородности позволит локализовать отклик от этой неоднородности. В результате наличие подобных «референсных» точек на рефлектограмме предоставляет широкие возможности для исследования и анализа измеренных характеристик.

Процедура измерения включает в себя два режима:

 – режим калибровки, при котором последовательно изменяются состояния управляемых нагрузок и определяются параметры исследуемых сред;

 – режим измерения, в котором определяются уровни многофазной среды, основываясь на полученных в режиме калибровки сведениях.

Развернутое описание алгоритма работы и его моделирование представлены в [6]. Стоит отметить, что в работе описан идеализированный случай, в котором параметры каждого из управляемых включений могут контролироваться независимо и изменяться в пределах от идеального согласования с линией передачи до режима полного отражения сигнала.

На практике достижение даже приближенных характеристик является достаточно сложной задачей. Поэтому целесообразно обозначить условия, соблюдение которых позволит обеспечить описанный функционал управляемого TDR-зонда:

 в режиме измерения влияния управляемых включений на распространение сигнала должно быть минимальным; в режиме калибровки должна быть обеспечена возможность однозначной селекции откликов от каждого из управляемых включений.

Макетирование и экспериментальное исследование

В работе предложен макет измерительного зонда нового типа – зонд с регулируемой рефлектограммой (Variable Time Domain Reflectogram Probe). Измерительный зонд представляет собой линию передачи с установленными в нее управляемыми включениями, при этом рефлектограмма зонда может изменяться под воздействием управляющего сигнала.

Управляющим сигналом является постоянное напряжение (напряжение смещения). В качестве управляемых включений в настоящей реализации макета использованы СВЧ-диоды Шоттки.

Преимущество предложенного решения состоит в том, что управление параметрами включений осуществляется по той же линии, по которой распространяется измерительный сигнал, и необходимость в дополнительных линиях управления исключается.

На рис. 2 представлена схема экспериментальной установки, которая включает в себя:

- генератор импульсов;
- стробоскопический осциллограф;
- разветвитель;
- втулку питания;
- управляемый TDR-зонд (VTDR Probe).

Для получения тестового сигнала использовался опорный генератор Geozondas GZ1105DLP2, формирователь импульса GZ1117DN-35 и аттенюаторы, обеспечивающие амплитуду выходного сигнала не более 1 В с длительностью около 40 пс. Сформированный сигнал через разветвитель Picosecond 5372 поступал на стробоскопический осциллограф DSA 8300 и объект исследования, подключенный через втулку питания Picosecond 5545, необходимую для формирования напряжения смещения.



Рис. 2. Структурная схема экспериментальной установки

Для анализа режимов управления импульсными характеристиками был изготовлен фрагмент измерительного зонда, представляющий собой отрезок компланарной линии передачи с включенным в него СВЧ-диодом HSMS-8202. Катод диода подключался к сигнальному проводнику, а анод – к проводнику земли. На вход макета подавался импульсный сигнал

отрицательной полярности с различными напряжениями смещения, равными 0, 1 и 2 В.

На рис. 3 представлены отклики диода при различных режимах возбуждения.



В случае воздействия отрицательного импульса при отсутствии напряжения смещения ($U_c = 0$ В) диод переходит в открытое состояние, что приводит к формированию отклика амплитудой около 0,15 В. При наличии небольшого положительного смещения ($U_c = 1$ В) диод переходит в открытое состояние лишь частично, при дальнейшем увеличении напряжения ($U_c = 2$ В) сохраняется закрытое состояние диода. Отклик в закрытом состоянии обусловлен собственными паразитными параметрами СВЧ-диода.

На рис. 4 приведена фотография макета измерительного зонда, содержащего два управляемых включения, расположенных на расстоянии 60 и 220 мм от начала линии. Общая длина линии передачи измерительного зонда составляет 280 мм.



Рис. 4. Фото линии передачи с двумя управляемыми включениями

На рис. 5 приведена рефлектограмма зонда, измеренная «на воздухе» при отсутствии напряжения смещения (штриховая линия) и напряжении смещения, равном 2 В (сплошная линия).



На рефлектограмме (см. рис. 5) можно выделить следующие сигналы: отклик от входа макета измерительного зонда (поз. 1); отклики от первой (поз. 2) и второй (поз. 3) управляемых неоднородностей; отклик от разомкнутого выхода измерительного зонда (поз. 4).

На рис. 6 приведены рефлектограммы макета управляемого TDR-зонда, частично погруженного в жидкость. Расстояние от начала линии передачи до границы раздела воздух-жидкость составляла около 180 мм. Штриховая линия соответствует режиму без смещения, сплошная – напряжению смещения, равному 2 В.



Рис. 6. Рефлектограмма линии передачи с двумя управляемыми включениями, где *1* – отклик от входа измерительной линии; *2*, *4* – отклики от первого и второго диода; *3* – отклик от границы раздела воздух–вода; *5* – отклик от конца измерительной линии

Из рис. 6 видно, что повышение напряжения смещения приводит к уменьшению амплитуды отклика от управляемых включений, что приводит к увеличению амплитуды откликов от границы раздела воздух-вода и конца измерительного зонда. Этот факт может служить критерием для идентификации откликов от управляемых включений. Также стоит отметить, что высокий коэффициент отражения от границы раздела воздух-жидкость приводит к тому, что амплитуда отклика от второго диода значительно уменьшается.

Заключение

В работе представлены результаты макетирования измерительного зонда нового типа. Продемонстрирован режим управления характеристиками измерительного зонда. Полученные результаты позволяют реализовать алгоритм [6] измерения параметров исследуемых сред при проведении уровнеметрических измерений.

Литература

1. Harney W.J. Electromagnetic level indicating (EMLI) system using time domain reflectometry / W.J. Harney, C.P. Nemarich // OCEANS '83, Proceedings. – 1983. – PP. 233–236.

2. Nemarich C.P. Time domain reflectomerty liquid level sensors // IEEE Instrumentation & Measurement Magazine. – 2001. – Vol. 4. – PP. 40–44.

3. Gerding M. Precision level measurement based on time-domain reflection (TDR) measurements / M. Gerding, $% \left({{\rm{TDR}}} \right)$

lov // Proceedings of TUSUR University. - 2016. - Vol. 19,

of TDR analysis of multilayer environments / E.I. Trenkal,

A.G. Loshchilov // Proceedings of TUSUR University.

6. Trenkal E.I. New approach for increasing the precision

T. Musch, B. Schiek // Advances in Radio Science. - 2002. -PP 27-31

4. Cataldo A. Remote sensing of liquid characteristics using Time Domain Reflectometry / A. Cataldo, A. Lay-Ekuakille, C. De Carlo // Proceedings of the SPIE. - 2002. -Vol. 4814. - PP. 465-473.

5. Trenkal E.I. Izmerenie urovnej zhidkosti metodom impul'snoj reflektometrii (obzor) / E.I. Trenkal, A.G. Loshchi-

УДК 621.316.71

М.П. Сухоруков, Д.С. Торгаева, В.В. Мамлина

No. 4. - PP. 67-73.

2016. - Vol. 19, No. 4. - PP. 5-9.

Сравнительный анализ методов определения динамического уровня жидкости в межтрубном пространстве нефтяной скважины

Одним из важнейших диагностических параметров работы нефтяной скважины является динамический уровень жидкости в межтрубном пространстве. Рассмотрены основные методы определения динамического уровня жидкости, не требующие остановки работы скважины и ее разгерметизации, а также проведен их сравнительный анализ

Ключевые слова: эхометрирование, динамограмма, термоманометрическая система, штанговый глубинный насос, ваттметрограмма, динамический уровень жидкости, добывающая скважина, датчики давления и температуры.

В настоящее время добыча нефти производится помощью штанговых глубинных насосных установок (ШГН) и установок погружных электроцентробежных насосов (УЭЦН). Несмотря на большое количество недостатков ШГН (громоздкость наземной части, неполная герметизация устья скважины, ограниченная производительность и т.д.), большая часть фонда добывающих скважин России оборудована именно этим типом насоса. Также стоит отметить, что ШГН является наиболее подходящим для добычи нефти в жестких сложных условиях (глубокое залегание пласта, примесь песка или парафина, высокий газовый фактор), что особо актуально для использования в малодебитных скважинах [1].

Огромное влияние на работу ШГН оказывает динамический уровень жидкости в межтрубном пространстве нефтяной скважины. При несоответствии режима работы насоса скорости поступления жидкости из пласта может наблюдаться снижение ее динамического уровня, что приведет к уменьшению давления на приеме насоса. При этом может произойти разгазирование нефти, что приведет к неполному заполнению насоса жидкостью и уменьшению подачи. Дальнейшее снижение динамического уровня приведет к срыву подачи, и, в случае несрабатывания аварийного отключения, к работе насоса в режиме сухого трения, что приведет к износу деталей и выходу его из строя [3].

При высоком содержании газа в нефтеводяной смеси рекомендуется увеличивать глубину погружения насоса под динамический уровень, что приведет к увеличению давления на приеме насоса, и большая часть газа в нефти будет находиться в растворенном состоянии, что, в свою очередь, положительно повлияет на производительность ШГН. Однако при этом может произойти увеличение механического и гидродинамического сопротивления вследствие увеличения веса штанговой колонны и возрастания выталкивающей силы, действующей на нее, что приведет к еще большему снижению коэффициента подачи и производительности насоса [4, 5].

Колебание уровня жидкости в межтрубном пространстве также негативно сказывается на работе насоса, т.к. приводит к колебаниям нагрузки на всех узлах установки, быстрому износу и выходу из строя деталей и механизмов ШГН [6].

Различают следующие методы измерения динамического уровня жидкости:

- эхометрирование и волнометрирование;
- термоманометрическая система;
- динамометрирование и ваттметрирование.
- Эхометрирование и волнометрирование

Эхометрирование и волнометрирование являются одними из самых распространенных методов определения динамического уровня жидкости в межтрубном пространстве нефтяной скважины. Они основаны на вычислении произведения скорости распространения звуковой волны в газовой среде на время прохождения сигнала от точки расположения источника (устье скважины) до уровня жидкости и обратно [7]. При измерении в скважинах с низким давлением применяется эхометрирование, а с высоком - волнометрирование.

Однако при использовании данного метода можно получить недостоверный результат. Вопервых, на эхограмме достаточно тяжело распознать реальное положение уровня жидкости из-за наличия шумов на входе приемника сигнала. Также на акустический сигнал оказывают влияние вибрации колонны насосно-компрессорных труб, переотражения сигнала от неоднородностей в межтрубном пространстве, а также акустический шум насоса [8]. По

этой причине полезный сигнал может быть неотличим от помех. Во-вторых, акустическая волна отражается не только от поверхности жидкости, но и от любой границы раздела сред с существенным изменением плотности. Доказано, что при плотности газожидкостной смеси 200 кг/м³ достаточно для надежной фиксации отклика. Например, зачастую на поверхности жидкости образуется столб пены, которая представляет собой газожидкостную смесь, плотность которой увеличивается по глубине [9]. В-третьих, скорость распространения звуковой волны в межтрубном пространстве скважины не является постоянной величиной, ее значение зависит от температуры, давления, плотности и состава газа и может меняться от скважины к скважине с одинаковым межтрубным давлением даже в пределах одного месторождения [9, 10].

Несмотря на обилие недостатков, эхометрический метод является основным в нефтедобывающей промышленности, поскольку он достаточно прост в осуществлении и недорог [11]. Множество работ посвящено исследованию различных методик и средств, повышающих точность измерений уровня жидкости эхометрированием. Например, в работах [9, 12–14] рассматриваются алгоритмы оценки времени регистрации отраженных сигналов, а также предлагаются структурные схемы формирователей импульсов для зондирования межтрубного пространства, позволяющие получить более мощный сигнал, различимый на фоне помех. Работы [15, 16] описывают методы определения скорости звука в скважине: расчетный, трубный и метод реперов.

Термоманометрическая система

Данный метод предполагает размещение датчиков давления и температуры вдоль ствола скважины на расстоянии 100 м друг от друга [17]. При определении динамического уровня жидкости производится последовательный опрос датчиков. После записи координат точки «глубина, давление» в массив, соответствующий области скважины, заполненной газом, производится вычисление коэффициента корреляции точек всего массива методом наименьших квадратов. Операция повторяется до тех пор, пока величина коэффициента не изменится более чем на 10% по отношению к предыдущему его значению. Данная точка свидетельствует о том, что опрашиваемый датчик погружен в жидкость. С этого момента «координаты» записываются в другой массив, соответствующий области скважины, заполненной жидкостью. После проведения опроса по данным, записанным в массивы, строятся 2 графика зависимости давления от глубины расположения датчиков. Точка пересечения соответствует уровню жидкости (рис. 1) [11, 17, 18].

Авторами работ [11, 17] предлагается размещать датчики давления вдоль бронированного кабеля, идущего вертикально вниз по стволу скважины, поэтому данный метод идеально подходит для применения в УЭЦН (поскольку насос располагается в нижней части установки, к нему идет изолированный силовой кабель). Термоманометрическая система позволяет оценивать состояния газа и жидкости в межтрубном пространстве в режиме реального времени, однако существенным ее недостатком является дороговизна.



В [19] описан похожий метод определения динамического уровня. Датчики температуры необходимо располагать по всей длине скважины на расстоянии не менее 20–40 м друг от друга. После опроса всех датчиков температуры формируется термограмма, по которой вычисляется градиент температур в каждой точке. Точка с максимальным значением градиента будет являться границей раздела сред (рис. 2).


Динамометрирование и ваттметрирование

Существуют способы определения динамического уровня жидкости по динамограммам (зависимости нагрузки на полированный шток от его хода) и ваттметрограммам (зависимости мощности, потребляемой двигателем, от времени).

Исходя из графика динамограммы, можно судить не только о нагрузке на полированный шток, но и о дебите скважины и состоянии насосной установки в целом. Динамограмма является результатом взаимодействия огромного числа факторов, поэтому ее расшифровка является весьма трудоемкой задачей. Зачастую о любых отклонениях от нормы судят по отклонению реальной динамограммы от ее идеальной математической модели.

В [20] предлагается методика расчета изменения динамического уровня жидкости по идеальной динамограмме. Исходными данными являются параметры самого насоса, а также глубина его погружения и величина давления в трубе. Этот метод оценки является косвенным и требует больших вычислительных мощностей. Однако обычно изменение динамического уровня отслеживается для предотвращения неполного заполнения насоса жидкостью. Попадание газа в цилиндр насоса вызывает существенные изменения формы динамограммы. В частности, при уменьшении давления на приемном клапане насоса, вызванного большим содержанием газа в нефти или снижением динамического уровня до приема насоса, динамограмма из вида рис. 3, а переходит к виду рис. 3, б [21].



Динамограммы и ваттметрограммы связаны сложными нелинейными зависимостями. Определение динамического уровня жидкости и других параметров работы насоса по ваттметрограммам является актуальной задачей, поскольку позволяет контролировать работу насосной установки по показаниям одного-единственного датчика (практически все ШГН оборудованы датчиками мощности). Однако расшифровка ваттметрограмм является еще более трудоемким процессом, что является существенным недостатком этого метода [22].

Выводы

Из рассмотренных методов наиболее перспективным является метод определения динамического уровня жидкости по ваттметрограмме, поскольку он не требует установки дополнительного оборудования и позволяет определять состояние всей насосной установки по одному-единственному параметру. Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проекта ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», Соглашение № 14.574.21.0157 (уникальный идентификатор RFMEFI57417X0157).

Литература

1. Губарев М.И. Возможности и перспективы строительства «умных» скважин // Проблемы геологии и освоения недр: труды XX Междунар. симп. им. акад. М.А. Усова студентов и молодых ученых, посвященного 120-летию со дня основания Томского политехнического университета, Томск, 4–8 апреля 2016 г. – Томск, 2016. – Т. 2. – С. 723–726.

2. Садов В.Б. Оценка параметров нефтедобычи и управление насосной установкой с использованием динамограмм // Вестник ЮУрГУ. Сер.: Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. – 2013. – №2. – С. 33–41.

3. Иоаким Г. Добыча нефти и газа: производст.практ. изд. / Г. Иоаким; пер. с рум. П.А. Петрова. – М.: Недра, 1966. – 544 с.

4. Оркин К.Г., Юрчук А.М. Расчеты в технологии и технике добычи нефти. – М.: Недра, 1967. – 380 с.

5. Щуров И.В. Повышение эффективности эксплуатации скважин за счет оптимизации кинематических характеристик штанговых насосов: автореф. дис. ... канд. геол. наук по специальности: 25.00.17 «Разработка и эксплуатация нефтяных и газовых месторождений».

6. Исмагулова А.И. Системы автоматического регулирования динамического уровня жидкости в скважине в штанговых глубинно-насосных установках // ИВД. – 2012. – №4-1. – 87 с.

7. Налимов К.Г. Информационная система эхометрирования многоимпульсными сигналами для определения уровня жидкости в нефтедобывающих скважинах: дис.... канд. техн. наук: спец. 05.13. 01. – 2007.

8. Кочегуров А.И., Кочегурова Е.А. Анализ применения фазочастотных алгоритмов прослеживания сигналов для измерения уровня жидкости в нефтедобывающих скважинах // Изв. ТПУ. – 2011. – №5. – С. 56–59.

9. Карнаухов М.Л., Пьянкова Е.М. Современные методы гидродинамических исследований скважин: справочник инженера по исследованию скважин. – М.: Инфра-инженерия, 2010. – 432 с.

10. Пугачев Е.В., Налимов Г.П., Гаус П.О. Определение уровня жидкости и скорости звука в затрубном пространстве добывающей скважины // Нефтяное хозяйство. – 2003. – № 2. – С. 50–52.

11. Денисламов И.З., Исаев И.З. Перспективы интеллектуализации нефтедобывающих скважин // Технологии добычи и использования углеводородов. – 2016. – №1 (6). – С. 1–6.

12. Сикора Е.А. Экспериментальные характеристики порохового генератора акустических сигналов для эхометрирования скважин // Изв. ТПУ. – 2010. – №1.

13. Кочегуров А.И. Анализ алгоритмов измерения временного положения сложных сигналов по оценкам их фазочастотных характеристик // Проблемы информатики. – 2011. – № 2 (10). – С. 44–50.

14. Кутейников И. С. Контроль уровня жидкости в нефтяной скважине // О важности информационных технологий в производстве и образовании. – 61 с.

15. Глушаненко Ф.Н., Силкин С.И., Куприянов В.В. Анализ акустических методов применительно к гидродинамическим свойствам пласта // Проблемы геологии и освоения недр: труды XX Междунар. симп. им. акад. М.А. Усова студентов и молодых ученых, посвященного 120-летию со дня основания Томского политехнического университета, Томск, 4–8 апреля 2016 г. – Томск, 2016. – Т. 2. – С. 325–327.

16. Петрушин Е.О., Арутюнян А.С. Анализ гидродинамических исследований насосных скважин Восточносургутского нефтяного месторождения // Наука. Техника. Технологии (Политехнический вестник). – 2015. – № 3. – С. 59–80.

17. Денисламов И.З., Гафаров Ш.А., Еникеев Р.М. Гидростатическая информационная составляющая скважинных флюидов // Проблемы сбора, подготовки и транспорта нефти и нефтепродуктов. – 2014. – № 4. – С. 7–25.

 Денисламов И.З., Денисламова Г.И., Еникеев Р.М. Датчики давления на службе у интеллектуальных сква19. Бормашов В.П. Уточнение динамического уровня затрубной жидкости в механизированных скважинах с помощью глубинной термограммы // Нефтяное хозяйство. – 2007. – № 7. – С. 124–128.

20. Исмагулова А.И., Романенко Н.Г. Моделирование процесса измерения динамического уровня жидкости в штанговой глубинно-насосной установке на основе средств динамометрирования // Вестник АГТУ. Сер.: Управление, вычислительная техника и информатика. – 2013. – №1. – С. 29–37.

21. Белов И.Г. Исследование работы глубинных насосов динамографом. – М.: Гостоптехиздат, 1960.

22. Сакаев А.Ф. Контроль и диагностика состояния оборудования штанговых глубинных насосов косвенным методом по ваттметрограмме с использованием искусственных нейронных сетей // Записки Горного института. – 2007. – С. 101–104.

Секция 7

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

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

УДК 621.372.8

А.Д. Безпалый, В.М. Шандаров

Исследование формирования оптически индуцированных канальных волноводов вдоль «нефоторефрактивных» направлений кристалла ниобата лития

Рассмотрены экспериментальные результаты, показывающие возможности формирования канальных волноводных структур вдоль «нефоторефрактивных» направлений ниобата лития лазерным излучением. Ключевые слова: оптическое индуцирование, поточечное экспонирование, ниобат лития, фоторефрактивный эффект, канальные волноводы.

Необходимость применения элементов управления и локализации световых потоков на основе фоторефрактивных материалов привела к стремительному развитию исследований в области интегральной оптики [1]. Одним из таких материалов является ниобат лития, легирование различными примесями которого повышает его фоторефрактивную чувствительность к воздействию света [2], благодаря чему появляется возможность формировать внутри кристалла такие структуры, как канальные волноводы и дифракционные решетки [3]. На сегодняшний день известны различные методы формирования волноводных и дифракционных элементов [4], однако наиболее интенсивно сейчас исследуются возможности их индуцирования лазерным излучением [5].

Оптическое индуцирование канальных волноводов и дифракционных решеток можно осуществлять различными способами, например, при помощи фокусировки лазерного излучения цилиндрической линзой, амплитудной маски или, фокусируя световой пучок сферической линзой, производить последовательное поточечное экспонирование [6, 7].

Поточечное формирование позволяет контролировать локализацию экспонирующего излучения как по глубине кристалла, так и по его поперечным и продольным координатам, влияя тем самым на распределение суммарной интенсивности в фоторефрактивном материале. Так, при индуцировании канальных волноводов появляется возможность осуществлять периодическую модуляцию их параметров с различным шагом, что, в свою очередь, влияет на продольную однородность структур, а также задавать различную топологию и управлять ею в процессе формирования. Целью данной работы является исследование формирования канальных волноводных структур при их поточечном индуцировании в фоторефрактивном слое кристалла ниобата лития.

Оптическое индуцирование волноводных структур

В нашем случае канальные волноводы индуцировались путем последовательного поточечного экспонирования поверхности кристаллического образца LiNbO₃ Y-среза с размерами $30 \times 3 \times 15$ мм³ по осям X, Y, Z фокусированным лазерным пучком. Приповерхностная область пластины легирована ионами меди, толщина легированного слоя составляет около 100 мкм. Источниками света являлись YAG:Nd³⁺лазер с длиной волны излучения $\lambda = 532$ нм и полупроводниковый лазер с $\lambda = 450$ нм. Поляризация экспонирующего излучения с мощностью 5-40 мВт соответствовала обыкновенной волне кристалла. Расстояние между центрами экспонированных точек составляло в разных экспериментах от 10 до 50 мкм. Площадь экспонируемого участка поверхности в разных экспериментах изменялась от ~300 до 2000 мкм².

Экспонированные области представляют собой 2 параллельные полоски, сформированные из 12 точек (рис. 1, a, δ), и 25 (рис. 2, a, δ) с различным расстоянием между их центрами. Время экспонирования точки в разных экспериментах изменялось от 5 до 12 с, минимальный диаметр светового пучка по уровню половинной интенсивности составлял 16 мкм.

При ориентации световой полоски вдоль оптической оси формирование фоторефрактивных фазовых элементов считается запрещенным (рис. 3, 4), однако поточечное экспонирование поверхности кристалла узким световым пучком показывает, что такая возможность появляется.



Рис. 1. Результат зондирования структуры, сформированной поточечным экспонированием с расстоянием между центрами точек 50 мкм



Рис. 2. Результат зондирования структуры, сформированной поточечным экспонированием с расстоянием между центрами точек 25 мкм



Рис. 3. Результат зондирования структур, сформированных перпендикулярно оптической оси кристалла поточечным методом (a) и с помощью цилиндрической линзы (δ)



Рис. 4. Результат зондирования структур сформированной вдоль оптической оси кристалла поточечным методом (*a*) и несформированной с помощью цилиндрической линзы (б)

Моделирование распределения интенсивности индуцирующего светового поля

Влияние распределения суммарной интенсивности излучения на изменение показателя преломления материала при его поточечном экспонировании фокусированным пучком можно описать выражениями:

$$I_n(x, y) = I_0[\exp(-[(x - (n - 1) \cdot l)^2) + (y - q)^2])]^2, \quad (2a)$$

$$I_{sum}(x, y) = I_1(x, y) + I_1(x, y) + I_n(x, y), \quad (26)$$

где I_0 – амплитудный множитель; l – сдвиг между центрами пучков (мкм) вдоль оси X, q – сдвиг между центрами пучков (мкм) вдоль оси Y; I_{sum} – суммарная интенсивность; I_n – интенсивность n-го пучка.

Использовав математическую среду для решения задач технических вычислений MatLab R2015а, нами получена модель суммарного распределения интенсивности в линейном приближении при поточечном экспонировании с шагом 20 и 40 между центрами точек (рис. 5, 6).



Рис. 5. Распределение суммарной интенсивности индуцирующего поля *I*_{sum}(*x*, *y*) при поточечном экспонировании световым пучком с диаметром *d* = 16 мкм по уровню половинной интенсивности при расстоянии *l* = 16 мкм между центрами последовательно перекрывающихся точек вдоль оси *X*



Рис. 6. Распределение суммарной интенсивности индуцирующего поля I_{sum}(x, y) при поточечном экспонировании световым пучком с диаметром d = 16 мкм при расстоянии l = 40 мкм между центрами последовательно перекрывающихся точек вдоль оси X

Из рис. 5, 6 видно, что от изменения расстояния между световыми пятнами вдоль оси *X* зависит уровень суммарной интенсивности индуцирующего поля. Так появляется возможность влиять на изме-

184

нение показателя преломления материала и управлять тем самым однородностью структур. Следует отметить, что данное математическое описание справедливо лишь для случая, когда насыщаемый характер фоторефрактивной нелинейности не принимается во внимание. Однако, оно наглядно демонстрирует, с какой топологией будет сформирована структура. Изменяя дистанцию между центрами экспонируемых точек вдоль оси *Y*, можно проводить их формирование с различной шириной. При сдвиге одной из полос вдоль оси *X* на половину расстояния между центрами пятен формируется структура, аналогичная форме волновода с *s*-образной топологией, что наглядно демонстрирует результат моделирования на рис. 7.



Рис. 7. Распределение суммарной интенсивности индуцирующего поля $I_{sum}(x, y)$ при поточечном экспонировании световым пучком с диаметром d = 16 мкм по уровню половинной интенсивности при расстоянии l = 25 мкм между центрами последовательно перекрывающихся точек вдоль оси X

Заключение

Таким образом, в работе экспериментально продемонстрированы возможности индуцирования канальных волноводных структур вдоль «нефоторефрактивных» направлений кристалла LiNbO₃ (ориентация экспонированных полосок параллельна оптической оси) и влияние индуцирующего светового поля на параметры волноводных структур – поточечного экспонирования на их продольную однородность. Такие структуры допускают многократную оптическую реконфигурацию, что представляет интерес в плане их использования в полностью оптических устройствах фотоники.

Благодарности

Данное исследование проведено при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (проект № 3.1110.2017/4.6 в рамках Госзадания вузу).

Литература

1. Kip D. Photorefractive waveguides in oxide crystals: fabrication, properties, and applications // Appl. Phys. B. -1998. - Vol. 67. - PP. 131–150.

2. Петров М.П. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике / М.П. Петров, С.И. Степанов, А.В. Хоменко. – СПб.: Наука. С.-Петербургское отд., 1992. – 320 с.

3. Шандаров С.М., Шандаров В.М., Мандель А.Е., Буримов Н.И. Фоторефрактивные эффекты в электрооптических кристалах. – Том: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 242 с.

4. Тренихин П.А., Шандаров В.М., Чен Ф. Исследование возможности продольной оптической модуляции одномерных фоторефрактивных фотонных решеток в ниобате лития / Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – Томск: ТУСУР. – С. 131–134.

5. Marco Bazzan and Cinzia Sada. Optical waveguides in lithium niobate: Recent developments and applications // Applied Physic Reviews. – October 2015. – Vol. 2. – PP. 040603-1–040603-25.

6. Kanshu A. Optically-induced defect states in photonic lattices: formation of defect channels, directional couplers, and disordered lattices leading to Anderson-like light localization / A. Kanshu, C.E. Rüter, D. Kip, V.M. Shandarov // Appl. Phys. B. -2009. – Vol. 95, No 3. – PP. 537–543.

7. Vittadello L. Photorefractive direct laser writing / L. Vittadello, A. Zaltron, N. Argiolas et al. // J. Phys. D: Appl. Phys. – 2016. – Vol. 49 (125103). – 9 p.

УДК 535.44

А.В. Литвяков, Е.С. Сим, С.М. Шандаров, М.Г. Кистенева, Н.И. Буримов

Динамика двухволнового взаимодействия на отражательных решетках в кристалле германата висмута

Представлены результаты экспериментального исследования динамики двухволнового усиления на отражательной голографической решетке и развития фотоиндуцированного поглощения света с $\lambda = 532$ нм в кристалле Bi₁₂GeO₂₀ среза (100), подвергнутого предварительной засветке некогерентным излучением. **Ключевые слова:** динамическая голография, кристалл германата висмута, отражательная фоторефрактивная

ключевые слова: динамическая толография, кристалл германата висмута, отражательная фоторефрактивная голограмма.

Кристаллы класса силленитов Bi₁₂SiO₂₀, Bi₁₂GeO₂₀ и Bi₁₂TiO₂₀, обладающие хорошей фоточувствительностью и электрооптическими свойствами, используются в качестве функциональных материалов для реализации устройств динамической голографии как в пропускающей, так и в отражательной геометрии [1–6]. Авторами [3] при реализации голографической интерферометрической системы реального времени отдано предпочтение монокристаллам Bi₁₂GeO₂₀ (BGO), BGO:Cu и Bi₁₂SiO₂₀

(BSO), вследствие возможности использования образцов со значительными поперечными размерами, 30×30 мм² и более, с высокой оптической однородностью. При этом они отмечают, что в пропускающей геометрии оптимальные углы между взаимодействующими световыми пучками зависят от используемого образца среза (110) и длины волны λ и лежат в диапазоне между 40 и 52°, а кристаллы ВGO и BGO:Си для $\lambda = 514$ нм имеют эквивалентные времена отклика. Голограммы отражательного типа в кристалле BGO среза (100) позволили автору [4] экспериментально продемонстрировать в реальном времени вычитание изображений в схеме четырехволнового смещения, реализованной на длине волны $\lambda = 514$ нм с использованием светового излучения аргонового лазера. Влияние внешней некогерентной подсветки на динамику формирования отражательных голограмм в кристалле Bi12TiO20 среза (100) лазерными пучками с длиной волны $\lambda = 633$ нм и на сопутствующее развитие в нем фотоиндуцированного оптического поглощения исследовалось в работе [7].

В настоящей работе представлены результаты экспериментальных исследований динамики двухволнового усиления на отражательной решетке и развития фотоиндуцированного поглощения в нелегированном кристалле BGO среза (100), а также влияния его предварительной засветки на характеристики формируемой голограммы.

Методика эксперимента

Для исследования динамики формирования отражательных решеток, а также фотоиндуцированных изменений показателя оптического поглощения использовалась экспериментальная установка, схема которой представлена на рис. 1.



Рис. 1. Схема экспериментальной установки: Laser – твердотельный лазер ($\lambda = 532$ нм); LED – светодиоды ($\lambda_b \approx 450$ нм и $\lambda_r \approx 700$ нм); G1, G2 – затворы; L – изображающая линза; BS – светоделительный куб; PD1, PD2, PD3 – ріп-фотодиоды BPW-34; BGO – образец кристалла германата висмута

Световой пучок от твердотельного лазера с длиной волны $\lambda = 532$ нм, имеющий интенсивность $I_0 \approx 140$ мВт/см² и линейную поляризацию на входной грани образца, использовался для записи отражательных голограмм в кристалле BGO среза (100) толщиной d = 10,5 мм. В соответствии с методикой, описанной в [8], формирование фоторефрактивной решетки с вектором \overline{K} , ориентированным вдоль оси [100], происходило за счет интерференции проходящего через образец светового пучка с отраженным

от его выходной грани. Динамика изменений во времени интенсивностей пучков $I_p(t)$ и $I_s(t)$, прошедшего через кристалл и испытывающего взаимодействие на отражательной голограмме, регистрировалась фотодиодами PD3 и PD1, соответственно. Светоделительный куб BS и фотодиод PD2 использовались для контроля дрейфа мощности входного лазерного пучка с интенсивностью I_0 , а затвор G2 позволял открывать и перекрывать его в ходе экспериментов.

Для исследования влияния предварительной засветки на динамику формирования отражательной фоторефрактивной решетки использовались некогерентное излучение синего и красного светодиодов LED с длинами волн $\lambda_b \approx 455$ нм или $\lambda_r \approx 700$ нм и изображающая линза L, обеспечивающая на входной грани образца BGO интенсивности излучения 110 или 50 мВт/см² соответственно. Затвор G1 использовался для блокировки подсвечивающего некогерентного излучения после экспозиции кристалла до необходимой дозы облучения, составляющей 230 Дж/см². При этом время экспозиции синим излучением составляло 2100 с, а красным – 4800 с. Естественная релаксация наведенных изменений происходила в течение суток, что и определяло промежуток между различными экспериментами, превышающий 24 ч.

Временные зависимости коэффициента двухпучкового усиления $\Gamma(t)$, отражающие динамику взаимодействия на отражательной голограмме и фотоиндуцированных изменений показателя поглощения кристалла $\Delta k(t)$, наблюдаемые при блокировке подсвечивающего пучка затвором G1 после включения в момент времени t = 0 входного лазерного пучка с помощью затвора G2, рассчитывались из экспериментальных данных по методике, изложенной в [8], по формулам:

$$\Gamma(t) = \frac{1}{d} \cdot \ln\left(\frac{I_s(t)I_p^2(0)I_0(t)}{I_p^2(t)I_s(0)I_0(0)}\right),\tag{1}$$

$$\Delta k(t) = -\frac{1}{d} \cdot \ln \left(\frac{I_s(t)I_0(0)}{I_s(0)I_0(t)} \right).$$
(2)

Экспериментальные результаты

Типичные временные зависимости интенсивности пучков, взаимодействующих на отражательной голограмме и испытывающих фотоиндуцированное поглощение, при ориентации вектора линейной поляризации падающего пучка вдоль оси [001] на входной грани исходного образца BGO (т.е. до его предварительной экспозиции некогерентным излучением), представлены на рис. 2.

Соответствующие зависимости для динамики коэффициента двухпучкового усиления и показателя поглощения, рассчитанные по формулам (1) и (2), показаны на рис. 3.

Как видно из рис. 3, обе кривые характеризуются наличием двух участков: быстрого и медленного. Коэффициент усиления имеет отрицательное значение, достигающее около 0,012 см⁻¹ на быстром на-

чальном участке, а далее его временная зависимость имеет немонотонный характер. Показатель поглощения кристалла BGO при этом быстро увеличивается на начальном участке; после него наблюдается переход к более медленному участку, где фотоиндуцированные изменения достигают максимума, а затем медленно уменьшаются со временем.



Рис. 2. Временные зависимости интенсивностей сигнального *I_s* и прошедшего *I_p* пучков, нормированные на начальные значения, при записи отражательной фоторефрактивной голограммы в кристалле Bi₁₂GeO₂₀





На рис. 4 представлены результаты экспериментов по двухпучковому взаимодействию на отражательной решетке в кристалле BGO, как подвергнутом предварительной засветке некогерентным излучением, так и в исходном состоянии. Вектор линейной поляризации падающего пучка, как и в предыдущем случае, был ориентирован вдоль оси [001].



Рис. 4. Временные зависимости: a – коэффициентов двухпучкового усиления и δ – изменений показателя поглощения в кристалле $Bi_{12}GeO_{20}$: Γ , Δk – без предварительной засветки, Γ_b , Δk_b – после предварительной засветки синим излучением, Γ_r , Δk_r – после предварительной засветки красным излучением

Из рис. 4 следует, что максимальные изменения как в коэффициенте двухпучкового усиления $\Gamma(t)$, так и в изменениях в показателе поглощения $\Delta k(t)$ наблюдаются при предварительной засветке излучением светодиода с $\lambda_r \approx 700$ нм, а минимальные – без какого-либо предварительного облучения. На всех кривых можно выделить два участка: быстрый и медленный. Если характер зависимостей $\Gamma(t)$ на рис. 4, а существенно зависит от начальных условий формирования отражательной голограммы, то для $\Delta k(t)$ различия в кривых 1, 2 и 3 носят в основном количественный характер.

Заключение

Таким образом, экспериментально продемонстрировано, что предварительная экспозиция кристал-

ла BGO некогерентным излучением из видимой области спектра ($\lambda_b \approx 455$ нм или $\lambda_r \approx 700$ нм) влияет как на формирование в нем фоторефрактивных отражательных голограмм лазерным излучением с длиной волны 532 нм, так и на наблюдаемые при этом процессы фотоиндуцированного изменения оптического поглощения.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проектной части Госзадания на 2017 г. и РФФИ (грант 16-29-14046-офи м).

Литература

1. Петров М.П. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике / М.П. Петров, С.И. Степанов, А.В. Хоменко. – СПб.: Наука, 1992. – 320 с.

2. Kamshilin A.A., Romashko R.V., Kulchin Y.N. Adaptive interferometry with photorefractive crystals // Journal of Applied Physics. – 2009. – Vol. 105, №. 3. – P. 1101.

3. Georges M.P., Lemaire P.C. Real-time holographic interferometry using sillenite photorefractive crystals. Study and optimization of a transportable set-up for quantified phase

measurements on large objects // Applied Physics B: Lasers and Optics. – 1999. – T. 68. – №. 5. – PP. 1073–1083.

4. Ja Y. H. Real-time image subtraction in four-wave mixing with photorefractive $Bi_{12}GeO_{20}$ crystals // Optics Communications. – 1982. – Vol. 42, Nº 6. – PP. 377–380.

5. Kukhtarev N., Che, B.S., Venkateswarl, P., Salam G., Klein M. Reflection holographic gratings in [111] cut $Bi_{12}TiO_{20}$ crystal for real time interferometry // Optics communications. – 1993. – Vol. 104, Nº 1-3. – PP. 23–28.

6. Колегов А.А., Шандаров С.М., Симонова Г.В. и др. Адаптивная интерферометрия, использующая динамические отражательные голограммы в кубических фоторефрактивных кристаллах // Квантовая электроника. – 2011. – Т. 41, №9. – С. 847–852.

7. Колегов А.А. Формирование фоторефрактивной решетки в кристалле титаната висмута в условиях внешней некогерентной подсветки / А.А. Колегов и др. // Тр. Пятой Междунар. конф. молодых ученых и специалистов «Оптика–2007». – СПб.: СПбГУИТМО, 2007. – С. 15–16.

8. Шандаров С.М. Фоторефрактивные эффекты в электрооптических кристаллах / С.М. Шандаров и др. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 242 с.

УДК 535.421:773.93

А.О. Семкин, И.А. Викулина, К.О. Гусаченко, Д.И. Дудник

Исследование условий волноводного режима распространения оптического излучения в волноводных каналах в фотополимерно-жидкокристаллических композициях

Представлены результаты теоретического исследования условий волноводного режима распространения, а также модового состава оптического излучения в системе волноводных каналов, голографически сформированных в фотополимерно-жидкокристаллических композициях. Модовый состав излучения определен путем решения дисперсионного уравнения для ТЕ-мод. Определена зависимость модового состава оптического излучения от условий формирования волноводных каналов.

Ключевые слова: фотополимерно-жидкокристаллические материалы, ФПМ-ЖК, модовый состав, система волноводных каналов, математическое моделирование.

Создание интегрально-оптических элементов в настоящее время является весьма актуальной задачей. Особенно перспективным представляется создание управляемых волноводов, условиями распространения света в которых можно управлять с помощью внешнего воздействия, например электрического поля. Одним из возможных решений данной задачи является формирование системы волноводных каналов голографическим методом в фотополимеризущейся композиции, содержащей жидкие кристаллы [1].

В работе [2] была теоретически обоснована возможность формирования управляемой системы волноводных каналов с квазипрямоугольным профилем показателя преломления в композиционных фотополимерно-жидкокристаллических материалах (ФПМ-ЖК) голографическим методом. Было показано, что при малых углах падения записывающих пучков пространственный профиль показателя преломления формируемой структуры близок к прямоугольному. В эксперименте, представленном в работе [3], показано, что путем уменьшения угла падения записывающего излучения можно формировать структуры со сложным ангармоническим пространственным профилем показателя преломления.

На рис. 1 показаны система волноводных каналов и расчетный профиль показателя преломления из [2].

Целью данной работы является исследование условий волноводного режима распространения света в волноводных каналах, голографически сформированных в ФПМ-ЖК, и определение модового состава оптического излучения, распространяющегося в них.

Основные выражения для проведения исследования приведены в соответствии с [4]. Данные для моделирования были взяты из работ [5–7], в которых определен оптимальный состав композиции, геометрические параметры образца и параметры записи голографических дифракционных структур.



 Рис. 1. Голографическое формирование системы волноводных каналов: *a* – геометрия записи;
 δ – расчетный профиль показателя преломления (θ – угол Брэгга; *E*₀ и *E*₁ – плоские монохроматические волны)



Рис. 2. Система волноводных каналов, сформированных голографическим методом в ФПМ-ЖК: n_0 – показатель преломления ФПМ-ЖК вне сформированного канала; n_1 – показатель преломления подложки; n_2 – показатель преломления ФПМ-ЖК в области сформированного канала; l – ширина волноводного канала; α – угол падения формирующих пучков, $\alpha = 2 \cdot \theta$; h – толщина образца (100 мкм); Λ – период структуры

Волноводный режим распространения оптического излучения в волноводных каналах в ФПМ-ЖК выполняется, если в канале существует хотя бы одна мода с номером m. Номер моды определяется дисперсионным уравнением (1), представленным в [4]:



где N_m – эффективный показатель преломления; k_0 – волновое число в вакууме.

При заданных параметрах структуры в ней может существовать ограниченное число мод, поскольку величина N_m изменяется в пределах от $n_0 < N_m < n_2$. Так как h >> l и $(n_2 - n_1) >> (n_2 - n_0)$, то волноводный режим распространения света будет определяться только параметрами голографически сформированных волноводных каналов (их шириной *l* и разницей показателей преломления n_0 и n_2).

Разница показателей преломления $\Delta n = n_0 - n_2$ для голографической дифракционной структуры может быть определена по выражению Когельника:

$$\Delta n = \frac{\lambda \cos\theta}{\pi h} \cdot \arcsin(\sqrt{\eta}) , \qquad (2)$$

где η – дифракционная эффективность структуры.

Ширина волноводного канала в данной работе принята как полупериод голографической структуры (см. рис. 2). В свою очередь период зависит от угла падения формирующего излучения:

$$\Lambda = \frac{\lambda}{2\sin(\theta)},$$
(3)

где Λ – период структуры; λ – длина волны формирующего излучения.

Численное моделирование проводилось учитывая оптимальный состав образца и его геометрические размеры [5–7]

Неизменяемые параметры при численном моделиро-

вании				
λ	633·10 ⁻⁹ м	Длина волны излучения		
h	100 · 10 ⁻⁶ м	Толщина образца		
n_0	1,54	Показатель преломления ФПМ- ЖК вне сформированного канала		
Δn	$1,99 \cdot 10^{-3}$	Из (2) – изменение показателя преломления при формировании		

На рис. 3 представлен результат численного моделирования зависимости количества мод, способных распространяться, от условий записи структуры (угла падения формирующих пучков).



Результаты моделирования показывают, что при голографическом формировании системы волноводных каналов в ФПМ-ЖК волноводный режим распространения оптического излучения выполняется. При углах падения формирующих пучков менее 2,24° выполняется многомодовый режим распространения. При этом одномодовый режим будет выполняться при углах падения больше 2,24°, но при этом уменьшается ширина сформированного волноводного канала, что ведет к усложнению оптических схем ввода излучения в волновод, а также к возможным межканальным взаимодействиям.

Таким образом, в работе приведены результаты исследования условий волноводного режима распространения света в волноводных каналах в ФПМ-ЖК. Определены критерии выполнения волноводного режима, а также модовый состав излучения. Полученные результаты могут быть использованы для разработки интегрально-оптических устройств на основе фотополимерно-жидкокристаллических композиций.

Литература

1. Semkin A.O., Sharangovich S.N. Theoretical model of controllable waveguide channels system holographic formation in photopolymer-liquid crystalline composition // Physics Procedia. – 2017. – Vol. 86. – PP. 181–186.

2. Теоретическая модель голографического формирования системы управляемых волноводных каналов в композиционных ФПМ-ЖК-материалах / И.А. Викулина, В-Спектр, 2016. – Ч. 2. – С. 260–263.
3. Семкин А.О. Экспериментальное исследование гармонического состава голографических дифракционных структур в фотополимерных материалах / И.А. Викулина, К.О. Гусаченко, А.О. Семкин // Сб. науч. тр. XIV Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – Томск: Том. политехн. ун-т, 2017. – Т. 7: IT-технологии и электроника. – С. 39–41.

4. Шандаров В.М. Основы физической и квантовой оптики: учеб. пособие. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2005. – 258 с.

5. Семкин А.О. Экспериментальное исследование формирования и считывания неоднородных голографических ФПМ-ЖК структур / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович, Е.В. Васильев, В.В. Шелковников // Ученые записки физического ф-та Моск. ун-та. – 2015. – № 4. – С. 154304-1– 154304-3.

6. Семкин А.О. Голографическое формирование неоднородных дифракционных структур в ФПМ-ЖК с учетом фотополимеризационно-диффузионного и поляризационного механизмов записи / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Электронные средства и системы управления: матер. докл. Х Междунар. науч.-практ. конф. (12–14 ноября 2014 г.). – 2014. – Ч. 1. – С. 180–189.

7. Довольнов Е.А. Нелинейная модель записи и считывания голографических дифракционных решеток пропускающего типа в поглощающих фотополимерах. 1. Теоретический анализ / Е.А. Довольнов, С.Н. Шарангович // Изв. вузов. Физика. – 2005. – Т. 48, № 5. – С. 56–63.

УДК 535.215.6

А.С. Перин, Т.Л. Григорян, Б.М. Будаев, В.М. Шандаров

Формирование оптических волноводов в ниобате лития синфазными светлыми пространственными солитонами

Экспериментально продемонстрировано формирование канальных волноводных оптических элементов при когерентном взаимодействии синфазных светлых пространственных солитонов, возбуждаемых в объеме фоторефрактивного образца ниобата лития лазерными пучками с длиной волны излучения 532 нм, в условиях обращения знака нелинейно-оптического отклика материала за счет вклада пироэлектрического эффекта. Продемонстрированы эффекты формирования и взаимодействия светлых солитонов, в результате которых в кристаллическом образце могут генерироваться волноводные элементы с непрямолинейной конфигурацией. Ключевые слова: пространственный оптический солитон, пироэлектрический эффект, ниобат лития.

При распространении световых волн в оптически нелинейной среде возможно проявление эффектов самовоздействия, результатом которых является изменение пространственной и спектральной структуры световых полей [1, 2]. При пространственном самовоздействии может наблюдаться самофокусировка или самодефокусировка световых пучков. Частным случаем эффекта самовоздействия является режим пространственных оптических солитонов, при котором дифракционное уширение светового пучка полностью компенсируется оптической неоднородностью, наведенной в среде самим пучком. В прикладном плане интерес к такому режиму связан с формированием пространственными солитонами нелинейных линз и оптических волноводов [1, 2]. В некоторых кристаллических материалах нелинейнооптический отклик проявляется уже при интенсивностях света в несколько Вт/см², что делает их привлекательными как в плане изучения тонких особенностей солитонных явлений, так и при реализации полностью оптических элементов и устройств фотоники [3, 4]. Одним из таких материалов является кристалл ниобата лития (LiNbO₃), фоторефрактивный нелинейный отклик которого в обычных условиях носит самодефокусирующий характер [5, 6]. Однако, помимо фоторефрактивного эффекта,

сегнетоэлектрик LiNbO₃ обладает сильным нелинейным откликом, обусловленным пироэлектрическим эффектом. Так, недавно продемонстрирован солитонный режим распространения узких монохроматических световых пучков за счет компенсации их естественной дифракционной расходимости при изменении показателя преломления материала в освещенной области вследствие пироэлектрического эффекта в условиях однородного нагрева образцов LiNbO₃ [7, 8]. Целью данной работы явилось экспериментальное исследование возможности формирования канальных волноводных сумматоров световой мощности синфазными пространственными солитонами в кристаллическом образце LiNbO₃ при вкладе пироэлектрического эффекта в нелинейный отклик.

Источником излучения в экспериментах является непрерывный твердотельный лазер YAG:Nd³⁺ с удвоением частоты (длина волны излучения $\lambda =$ = 532 нм, выходная мощность до 50 мВт). Для формирования синфазных световых пучков заданного диаметра, распространяющихся в кристаллическом образце в параллельных направлениях, использовалась оптическая схема из амплитудной дифракционной решетки, пространственного фильтра, двух фокусирующих линз и микрообъектива.

После дифракции на амплитудной решетке с помощью пространственного фильтра из светового поля выделялись дифракционные максимумы порядков +1 и –1. Плоскость дифракции параллельна плоскости, в которой лежат оптическая ось кристалла и волновые векторы световых пучков. Фокусирующие линзы с фокусными расстояниями F1 и F2 размещались на расстоянии F1+F2. Варьированием фокусных расстояний второй линзы и микрообъектива обеспечивалось параллельное распространение световых пучков в образце с требуемым диаметром световых пятен на его входной плоскости. Световые поля на передней (входной) и задней (выходной) поверхностях образца изучались с помощью анализатора лазерных пучков.

В реальных экспериментах диаметр светового пучка по уровню половинной интенсивности на входной поверхности кристалла составлял ~15 мкм. Расстояние между центрами параллельных синфазных световых пучков в кристалле в разных экспериментах изменялось в диапазоне от 105 до 245 мкм. Свет в кристаллическом образце распространялся в направлении, параллельном оси X. Образец LiNbO₃ конгруэнтного состава имел размеры 10×4×4 мм³ вдоль осей X, Y, Z соответственно. Поляризация формирующего светового поля соответствовала необыкновенной волне в кристалле. Перемещение образца в поперечном направлении относительно лазерных пучков осуществлялось с помощью линейного транслятора с микрометрической точностью позиционирования. Исследуемый кристаллический образец размещался на поверхности элемента Пельтье, обеспечивающего однородный (или почти однородный) нагрев образца. Для лучшей термопередачи между поверхностью кристалла и керамической

подложкой нагревателя наносился тонкий слой теплопроводящей пасты. Остальные грани кристалла имели непосредственный контакт с окружающей воздушной средой. В процессе экспериментов кристаллический образец нагревался до необходимой температуры, контроль которой осуществлялся бесконтактным инфракрасным термометром с точностью ± 2 °C.

Поперечные размеры светового пучка возрастают при распространении в среде, что связано с эффектами естественной (линейной) дифракции. Вследствие этого, поперечный размер пучка увеличивается с 15 до ~75 мкм при распространении света в кристаллическом образце. Световая мощность при исследовании линейной дифракции пучков составляла 1-2 мкВт для исключения влияния фоторефрактивного эффекта на дифракционные искажения пучка. Образец в исходном состоянии имел комнатную температуру ($T \approx 25$ °C). Исследуемый образец не легирован специальными примесями, однако фоторефрактивный эффект в нем проявляется при воздействии света видимых длин волн из-за присутствия в шихте неконтролируемых примесей во время выращивания кристалла и наличия в нем дефектов решетки. Вследствие фоторефрактивного эффекта в освещенной области кристаллического образца возникает электрическое поле пространственного заряда в направлении, параллельном полярной оси кристалла. Самодефокусирующий характер фоторефрактивной оптической нелинейности LiNbO3 приводит к индуцированию полем пространственного заряда нелинейной отрицательной линзы в освещенной области вследствие линейного электрооптического эффекта. Нелинейная отрицательная линза увеличивает дифракционную расходимость индуцирующего ее светового пучка в направлении полярной оси. Таким образом, фоторефрактивные свойства ниобата лития приводят к нелинейной дифракции светового пучка.

В работах [7–9] показано, что в случае двумерных гауссовых световых пучков компенсация как линейной, так и нелинейной дифракции света достигается путем однородного нагрева кристаллического образца. Изменение температуры кристалла приводит к изменению его спонтанной поляризации и возникновению пироэлектрического поля E_{py} , понижающего показатели преломления однородно нагретого LiNbO₃:

$$E_{py} = -\frac{1}{\varepsilon_o \varepsilon_r} p \Delta T ,$$

где p – пироэлектрический коэффициент; ΔT – изменение температуры; ε_0 и ε_r – диэлектрическая проницаемость вакуума и относительная диэлектрическая проницаемость среды.

В освещенной области пироэлектрическое поле E_{py} экранируется вследствие фотопроводимости среды, приводящей к дрейфовому перераспределению носителей заряда и компенсации этого поля. Таким образом, совместное воздействие фоторефрактивно-го и пироэлектрического эффектов при определен-

ных условиях может приводить к формированию двумерного светлого пространственного солитона и формированию канального оптического волновода, устраняющего эффект дифракционного расплывания светового пучка. Если световое поле имеет более сложную структуру, чем просто гауссов пучок, возможно проявление эффектов взаимодействия пространственных солитонов. Результатом когерентного взаимодействия являются притяжение или отталкивание пространственных солитонов, в зависимости от того, синфазными или противофазными полями они генерируются.

Для возбуждения синфазных пространственных солитонов в работе использовалась описанная методика пространственной фильтрации нужных дифракционных максимумов при дифракции лазерного излучения на амплитудной дифракционной решетке. Пространственный период решеток в экспериментах изменялся от 150 до 280 мкм, при этом расстояние между центрами пучков на входной плоскости изменялось от 245 до 105 мкм. Результат изменения расстояния между центрами пучков иллюстрируется картинами на рис. 1, соответствующими пространственному периоду дифракционной решетки 170 мкм.



Рис. 1. Картины световых полей на входной (a) и выходной (δ) поверхностях образца. Картины (δ) соответствуют режиму светлых двумерных пространственных солитонов

В эксперименте световая мощность составляла 100 мкВт, а для установления солитонного режима образец нагревался с помощью элемента Пельтье до 55 °C. В этом случае эффект взаимодействия синфазных светлых пространственных солитонов приводил к сближению центров световых пучков на выходной плоскости образца и расстояние между ними уменьшалось примерно в 1,6 раза. Зависимости расстояния между центрами световых пучков на выходной плоскости в процессе формирования двумерных солитонов (рис. 2) иллюстрируют его влияние на степень взаимодействия синфазных пространственных солитонов. На этом же рисунке приведены аналогичные зависимости для случая противофазных светлых солитонов из [9], имеющие противоположный характер, поскольку противофазные солитоны демонстрируют эффект отталкивания.



Рис. 2. Результаты экспериментов. Временные зависимости отношения расстояния между центрами световых пучков на входной (*H*_{вх}) и выходной (*H*_{вых}) плоскостях образца в режимах синфазных (при разных начальных расстояниях между пучками) и противофазных (при различной ориентации фазирования) двумерных светлых пространственных солитонов

Таким образом, в работе впервые реализован и изучен эффект взаимодействия двумерных светлых пространственных солитонов в кристаллах LiNbO₃ в условиях совместных вкладов фоторефрактивного и пироэлектрического эффектов в нелинейный отклик материала при длине волны света 532 нм. Данный эффект может использоваться для формирования в таких кристаллах оптически реконфигурируемых элементов и их массивов, пригодных как для долговременного хранения информации (в кристаллах ниобата лития время хранения может превышать сотни часов), так и для оперативной реконфигурации их топологии.

Работа выполнена в рамках проектной части (проект по заявке 3.1110.2017/ПЧ) и базовой части (задание № 3.8898.2017/БЧ) Госзадания Минобрнауки РФ на 2017–2019 годы.

Литература

1. Akhmanov S.A. Self-focusing and diffraction of light in a nonlinear medium / S.A. Akhmanov, A.P. Sukhorukov, R.V. Khokhlov // Sov. Phys. Usp. – 1968. – № 10. – PP. 609–634.

2. Kivshar Y.S. Optical solitons: from fibers to photonic crystals / Y.S. Kivshar, G.P. Agrawal. – Academic Press, 2003. – 540 p.

3. Chen Z. Optical spatial solitons: historical overview and recent advances / Z. Chen, M. Segev, D.N. Christo-doulides // Rep. Prog. Phys. – 2012. – Vol. 75. – Art. 086401.

4. Chekalin S.V. From self-focusing light beams to femtosecond laser pulse filamentation / S.V. Chekalin, V.P. Kandidov // Phys. Usp. – 2013. – Vol. 56, № 2. – PP. 123–140.

5. Petrov M.P. Photorefractive Crystals in Coherent Optical Systems / M.P. Petrov, S.I. Stepanov, A.V. Khomenko. – Berlin: Springer-Verlag, 1991. – 275 p.

6. Kip D. Photorefractive waveguides in oxide crystals: fabrication, properties, and applications // Appl. Phys. B. – 1998. – Vol. 67. – PP. 131–150.

7. Safioui J. Pyroliton: pyroelectric spatial soliton / J. Safioui, F. Devaux, M. Chauvet // Optics Express. – 2009. – Vol. 17, N 24. – PP. – 205–212.

8. Popescu S.T. Recording of self-induced waveguides in lithium niobate at 405 nm wavelength by photorefractivepyroelectric effect / S.T. Popescu, A. Petris, V.I. Vlad // J. Appl. Phys. – 2013. – Vol. 113. – Art. 213110. 9. Perin A.S. Photonic waveguide structures in photorefractive lithium niobate with pyroelectric mechanism of nonlinear response / A.S. Perin, V.M. Shandarov, V.Yu. Ryabchenok // Phys. of Wave Phenom. -2016. -Vol. 24, $N_{\rm P}$ 1. - PP. 7–10.

УДК 535.215.6

А.В. Пустозеров, В.М. Шандаров

Влияние некогерентной фоновой подсветки на дифракционные характеристики световых пучков в кристалле ниобата лития с фотовольтаическим механизмом нелинейного отклика

Обсуждаются результаты экспериментального исследования влияния фоновой подсветки с длинами волн синей части видимого диапазона с низкой пространственной когерентностью, на дифракционную расходимость когерентных световых пучков с длиной волны 633 нм в ниобате лития, легированном железом. Ключевые слова: ниобат лития, эффект фоторефракции, фотовольтаический эффект, некогерентный фон.

В нелинейных оптических средах при распространении светового пучка проявляются эффекты самовоздействия. В пространственной области это приводит к самофокусировке и самодефокусировке пучков. Эффект самовоздействия световых пучков позволяет реализовать режим пространственных оптических солитонов, создающих в среде волноводные оптические элементы [1, 2]. В настоящее время к таким эффектам проявляется повышенный интерес, поскольку в фоторефрактивных кристаллах они могут наблюдаться при очень низкой интенсивности света. Один из уникальных материалов среди таких кристаллов – ниобат лития (LiNbO₃), легированный в процессе выращивания некоторыми примесями, например железом (Fe) и медью (Cu). Однако фоторефрактивный нелинейный отклик LiNbO3 является самодефокусирующим (показатель преломления материала уменьшается в освещенной области) и только темные пространственные солитоны могут генерироваться в данном кристалле за счет фотовольтаического механизма [1, 2]. Для изменения знака нелинейного оптического отклика необходимо, наряду с фотовольтаическим, использовать и другие физические механизмы. Это, например, внешнее приложенное электрическое поле, способное компенсировать фотовольтаический ток, а также термооптический и пироэлектрический эффекты [3, 4]. Кроме того, в [5, 6] предложено использовать для этой цели спектральную зависимость величины фотовольтаического тока при освещении кристалла световыми пучками с разными длинами волн.

В данной работе экспериментально исследуется влияние некогерентной фоновой подсветки с разными центральными длинами волн на дифракцию узких световых пучков в образце LiNbO₃:Fe с длиной волны 633 нм.

Экспериментальные установки и экспериментальные результаты

На первом этапе исследуется влияние некогерентной подсветки на изменение необыкновенного показателя преломления кристалла с использованием метода интерференции двух лучей. Излучение Не-Ne-лазера с длиной волны 633 нм и мощностью от 10 до 100 мкВт распространяется в образце LiNbO3 вдоль близкого к оси У направления. Отраженные от входной и выходной поверхностей образца пучки интерферируют вследствие небольшой непараллельности этих поверхностей. Положение максимумов интерференционной картины определяется изменением фазы световой волны при ее двойном прохождении внутри кристалла. Пространственный сдвиг интерференционных максимумов, обусловленный некогерентной подсветкой, изучается с помощью анализатора лазерных пучков.

В экспериментах в качестве источников некогерентного фона используются светодиоды (LED) с центральными длинами волн 400, 465 и 525 нм. Кристаллический образец LiNbO₃: Fe (0,005%) имеет размеры $10 \times 5 \times 10$ мм³ вдоль осей *X*, *Y* и *Z*. Линейно поляризованное излучение He-Ne-лазера падает на входную поверхность образца (*Y*-плоскости) под углом ~ 10° к оси *Y* в *YZ*-плоскости кристалла. Поляризация света соответствует необыкновенной волне. Некогерентное фоновое излучение вводится в образец через выходную его поверхность. В экспериментах исследуются временные зависимости сдвига максимумов интенсивности в интерференционной картине при различных длинах волн фоновой подсветки.

Изменение необыкновенного показателя преломления оказалось наибольшим при длине волны фоновой подсветки 465 нм и оптической мощности

Не-Ne-лазерного излучения 10 мкВт. При наличии подсветки наблюдался постепенный сдвиг максимумов интерференционной картины в течение времени до 40 мин. Это можно объяснить появлением фотовольтаического поля в образце LiNbO₃: Fe при его освещении некогерентным светом с почти однородным распределением интенсивности. Фотовольтаическое поле Е_{ру} изменяет показатель преломления LiNbO₃ вследствие линейного электрооптического эффекта на величину $\Delta n = -0.5n^3 r E_{pv}$, где *n* и *r* – показатель преломления и электрооптический коэффициент, соответствующие поляризации и направлению распространения светового пучка в кристалле. Таким образом, фазовый сдвиг световой волны Не-Ne-лазера внутри образца изменится на значение $k\Delta nL$, где k – волновое число света в свободном пространстве, L – длина пути света. Фотовольтаический эффект в LiNbO3: Fe демонстрирует сильную зависимость от длины волны света. Эксперименты с использованием источников света с разными длинами волн для фоновой подсветки позволяют определить условия для контроля характеристик светового луча в материалах с фоторефрактивными свойствами.

Модельные рассмотрения изменения интерференционной картины при воздействии некогерентной подсветки позволили оценить величину изменения показателя преломления кристалла для необыкновенной волны Δn_e . Оценка дала $\Delta n_e \approx (0, 1-0, 15) \cdot 10^{-4}$, что согласуется с реальными значениями фоторефрактивного изменения показателя преломления ниобата лития.

Для исследования влияния некогерентной подсветки на дифракцию световых пучков в кристалле используются экспериментальные установки, схемы (рис. 1). Роль источников некогерентного излучения в экспериментах играли LED с центральной длиной волны излучения 465 нм и полупроводниковый лазер с длиной волны света 450 нм. В первом случае (рис. 1, *a*) излучение LED с помощью комбинации сферической (SL) и цилиндрической (CL) линз фокусировалось в виде полоски на боковую поверхность образца, а излучение Не-Ne-лазера фокусировалось на его входную поверхность и распространялось в освещенной области. С помощью анализатора лазерных пучков (LBA) изучалась эволюция светового поля на выходной поверхности образца в случае отсутствия и наличия фоновой подсветки.

Во втором случае (рис. 1, δ) излучение полупроводникового лазера с длиной волны $\lambda = 450$ нм вводится в кристалл в направлении, параллельном направлению распространения светового пучка с $\lambda = 633$ нм с помощью светоделительного кубика. Сферические линзы (SL) позволяют варьировать площадь поперечного сечения излучения фоновой подсветки.

В разных экспериментах диаметр пучка ($\lambda = 633$ нм) по уровню половинной интенсивности на входной плоскости образца составлял 9 и 20 мкм. Вследствие линейной дифракции он возрастал до ~50 мкм при распространении света в кристалле. Рисунок 2 иллюстрирует световые картины и их профили интенсивности в направлении оптической оси кристалла.

С течением времени световая картина на выходной плоскости образца деформируется, ее размеры в направлении оптической оси возрастают вследствие возникновения электрического поля пространственного заряда, обусловленного фотовольтаическим током в освещенной области образца. Это электрическое поле приводит к понижению показателя преломления кристалла вследствие линейного электрооптического эффекта и возникновению в освещенной области нелинейной дефокусирующей линзы. В свою очередь наличие такой линзы ведет к возрастанию дифракционной расходимости светового пучка в направлении оптической оси кристалла, вдоль которой течет фотовольтаический ток. Это изменение приводит к нелинейной дифракции светового пучка.



Рис. 1. Схемы экспериментальных установок





В условиях некогерентной коротковолновой подсветки в кристалле генерируется также электрическое поле пространственного заряда, распределение которого в пространстве определяется распределением интенсивности некогерентного фона. При наличии «сигнального» светового пучка с длиной

194

волны, достаточной для фотовозбуждения носителей электрического заряда, эти носители дрейфуют под действием поля пространственного заряда, результатом чего может явиться экранирование электрического поля в освещенной области. Соответственно в области, освещенной «сигнальным пучком», показатель преломления материала образца может оказаться повышенным в сравнении с его величиной в области фоновой подсветки. Таким образом, обе части дифракции сигнального пучка (нелинейная и линейная) могут быть скомпенсированы благодаря использованию коротковолновой фоновой подсветки. Это может изменить знак нелинейного отклика кристалла ниобата лития на обратный, как и в случаях использования для этого внешнего электрического поля и однородного нагрева кристаллического образца.

Результаты влияния излучения LED с длиной волны 465 нм на дифракционную расходимость «сигнального» пучка с $\lambda = 633$ нм иллюстрируются картинами на рис. 3. Мощность «сигнального» пучка составляет в этом случае около 10 мкВт. При экспозиции кристалла только «сигнальным» пучком без фоновой подсветки наблюдалась деформация световой картины на выходной плоскости образца в направлении оптической оси кристалла. В результате воздействия коротковолновой фоновой подсветки наблюдается частичная компенсация нелинейной дифракции «сигнального» пучка, связанной с фоторефрактивными свойствами кристалла. Полная компенсация нелинейной дифракции в этом эксперименте не могла быть достигнута, поскольку локальная интенсивность светового поля «сигнального» пучка практически на три порядка превышала таковую для фоновой подсветки.





Выход+ФР расплывание Рис. 3. Влияние некогерентного света (λ = 465нм) на дифракцию He-Ne-лазерного луча в кристалле LiNbO₃:Fe. Диаметр «сигнального» пучка 9 мкм, время экспозиции без фона и при наличии фона 60 мин

В других экспериментах для повышения интенсивности фоновой подсветки ее роль выполняло излучение полупроводникового лазера ($\lambda = 450$ нм), для этого использовалась экспериментальная установка, схема которой представлена на рис. 1, б. Некоторые результаты исследования для этого случая иллюстрируют картины на рис. 4. В данном случае мощность сигнального пучка составляла 100 мкВт, а его диаметр по половинному уровню интенсивности на входной плоскости 20 мкм. Фоторефрактивные искажения светового поля на выходной поверхности образца в условиях без фоновой подсветки развивались значительно быстрее и достигали почти максимума при экспозиции в 7-10 мин (верхний ряд). В свою очередь, при воздействии коротковолновой фоновой подсветки скомпенсированной оказалась не только нелинейная дифракция светового пучка, но и частично (~10%) компенсировалась его линейная дифракция (нижний ряд). Оценка соотношений интенсивностей «сигнального» пучка и подсветки показала, что и в данном случае эта величина для подсветки меньше в 10-15 раз. Для полной компенсации линейной дифракции «сигнального» пучка необходимо, чтобы соотношение этих интенсивностей было близко к единице.



Рис. 4. Фоторефрактивные искажения светового поля на выходной плоскости образца в условиях без подсветки (верхний ряд) и с подсветкой (λ = 450 нм) – нижний ряд. Диаметр «сигнального» пучка 20 мкм

Таким образом, экспериментальные результаты демонстрируют возможность контроля дифракционных характеристик узких когерентных световых пучков путем вклада в фотовольтаический механизм транспорта носителей заряда пространственно однородного некогерентного светового поля с длиной волны света, меньшей длины волны «сигнального» пучка.

Благодарности

Данное исследование проведено при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (проект № 3.1110.2017/4.6).

Литература

1. George I. Stegeman, Mordechai Segev. Optical Spatial Solitons and Their Interactions: Universality and Diversity // Science. – 1999. – Vol. 286. – PP. 1518–1523.

2. Kip D. Photorefractive waveguides in oxide crystals: fabrication, properties, and applications // Appl. Phys. B. – 1998. – Vol. 67. – PP. 131–150.

3. Fazio E., Renzi F., Rinaldi R. et al. Screeningphotovoltaic bright solitons in lithium niobate and associated single-mode waveguides // Appl. Phys. Lett. - 2004. -Vol. 85. – PP. 2193–2195.

4. Jassem Safioui, Fabrice Devaux, Mathieu Chauvet. Pyroliton: pyroelectric spatial soliton // Optics express. -2009. – Vol. 17. – PP. 205–212.

5. Anastassiou Ch., Shih M., Mitchell M., Chen Z., Segev M. Optically induced photovoltaic self-defocusing-toself-focusing transition // Opt. Lett. - 1998. - Vol. 23.

6. She W.-L., Xu C.C., Guo B., Lee W.-K., Formation of photovoltaic bright spatial soliton in photorefractive LiNbO3 crystal by a defocused laser beam induced by a background laser beam // J. Opt. Soc. Am. B. - 2006. - Vol. 23. -PP. 121-126.

195

Секция 8

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

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

УДК 621.31

К.В. Аржанов

Слежение солнечных установок за Солнцем при действии ветровой нагрузки

Приведены результаты разработки системы слежения солнечных батарей за Солнцем при учете воздействия ветровой нагрузки. Представлены алгоритм и модель системы слежения с шаговыми двигателями, позволяющие обеспечить плавность и непрерывность работы системы слежения солнечных батарей за Солнцем при влиянии случайных нагрузок, в том числе ветровой.

Ключевые слова: солнечная батарея, ветровая нагрузка, шаговый двигатель, регулятор, модель, слежение за Солнцем.

Одним из способов повышения энергетической эффективности солнечных батарей (СБ) является использование системы слежения СБ за Солнцем. В системах слежения широко применяются электроприводы с шаговыми двигателями (ШД) [1].

Особенность работы исполнительных механизмов используемых ШД заключается в том, что при превышении нагрузки, рекомендованной в технических условиях (ТУ) на двигатель, в нем может возникать сбой в перемещении. В режиме слежения СБ за Солнцем ветровая нагрузка может противодействовать перемещению, и если момент нагрузки не превышает 0,5-0,6 от максимального, то ШД без сбоя обеспечит перемещение рамы с СБ. Если в режиме перемещения момент нагрузки превышает максимальный (рекомендованный ТУ), то ШД не обеспечивает перемещение рамы и происходит сбой в перемещении. В этом случае ошибка по положению (оцениваемая косвенно по датчику положения Солнца) не уменьшается. На рис. 1 показаны три возможные траектории изменения ошибки по положению в зависимости от момента нагрузки (ветровой).

В режиме слежения СБ за Солнцем ветровая нагрузка может и помогать перемещению. В этом случае окончание перемещения происходит раньше расчетного (см. рис. 1, кривая 3).

Эта траектория (ошибка по положению) возникает при появлении «опрокидывающего» момента в механизме перемещения по углу места, в случае опускания рамы с СБ вниз при несовпадении центра оси вращения двигателя и центра оси вращения рамы. Если ошибка по положению не уменьшается в рассчитанное время, это означает, что действует большая ветровая нагрузка. Учитывая вышеизложенное и приведенные диаграммы перемещения, предлагается алгоритм регулирования амплитуды тока в ШД в функции от косвенной ошибки по положению и ее производной в системе слежения СБ за Солнцем, а именно в функции от разности токов в противоположных гранях фотоэлементов ДПС и ее производной. На рис. 2 показана функциональная схема контура управления током электромеханического исполнительного механизма (для одной координаты) в функции от разности токов в противоположных гранях фотоэлементов ДПС (косвенной ошибки по положению) и их производной.



Рис. 1. Диаграмма перемещения рамы с СБ

На рис. 2 приняты следующие обозначения: БЗТ – блок задания тока; Рег – регулятор; Р – редуктор; ИМ – исполнительный механизм; БОС – блок обратной связи; Іазад – задание на амплитуду тока

ШД; І_{а ос} – величина, обратная по знаку амплитуде тока ШД; U_{per} – выходной сигнал регулятора; I_{зшд} – амплитуда тока задания для ШД; I_{шд м} – максимальное значение амплитуды тока для ШД. Особенностью данной функциональной схемы является увеличение задания амплитуды тока ШД при поддержании заданной скорости уменьшения ошибки по положению независимо от нагрузки на ШД. Осуществляется это путем управления амплитудой тока в ШД в функции ошибки слежения и ее производной, определяемой с помощью ДПС. В блоке задания амплитуды тока для ШД-5Д амплитуда тока (Ішлм) меняется линейно с 3 до 7 А (согласно ТУ на ЩД5Д). На рис. 3 приведен разработанный алгоритм управления контуром тока электромеханического исполнительного механизма при действии ветровой нагрузки [2].

Для улучшения динамических характеристик контура регулирования амплитуды тока вводится ПИ-регулятор с нелинейным задатчиком интенсивности на входе [3]. Особенностью задатчика интенсивности является то, что он изменяет свою передаточную функцию в зависимости от величины производной входного задающего сигнала. На рис. 4 показана модель задатчика интенсивности. При малых скоростях изменения входного сигнала передаточная функция задатчика интенсивности имеет вид форсирующего звена первого порядка. Передаточная функция ПИ-регулятора с задатчиком интенсивности при малых скоростях изменения входного сигнала имеет вид ПИД-регулятора. Это обеспечивает форсировку переходных процессов в контуре регулирования амплитуды тока. При больших скоростях изменения входного сигнала передаточная функция задатчика интенсивности имеет вид апериодического звена. Таким образом, к ПИ-регулятору добавляется дополнительное апериодическое звено. Это обеспечивает уменьшение перерегулирования по выходному сигналу при ступенчатом изменении входного воздействия.



Рис. 2. Функциональная схема контура управления током электромеханического исполнительного механизма



исполнительного механизма при действии ветровой нагрузки



Для повышения живучести и надежности работы автоматизированной системы слежения при действии ураганной ветровой нагрузки (например, скорость ветра более 25 м/с), которая может привести к повреждению механизма перемещения, предлагается переводить раму с СБ в защитное горизонтальное положение. Это необходимо выполнять по сигналу МЧС (другого информационно-технического источника распространения оперативной информации о штормовом предупреждении) или оператора обслуживающей АФЭУ компании через канал GPRS. В автоматизированной системе слежения осуществляется прием команд от GPRS-модуля через контроллер слежения. В АФЭУ имеется пятый конечный выключатель, определяющий горизонтальное положение рамы по углу места.

Исследование динамических характеристик электромеханической системы слежения с ШД, влияния нагрузки на характеристики системы слежения, влияния переменного момента инерции, а также динамических характеристик электромеханической системы слежения с ШЛ с различными регуляторами и нелинейными задатчиками интенсивности проводилось путем моделирования в MatLab Simulink. На рис. 5 представлена структура модели с учетом задания и регулирования амплитуды тока ШД. На рис. 6 показаны динамические характеристики системы, а именно скорость отработки перемещения при различных моментах нагрузки (a - 0,5 номинальной, δ – номинальная).



Рис. 6. Динамические характеристики системы слежения

Заключение

Для обеспечения плавности и непрерывности движения АФЭУ в процессе слежения при действии внешних возмущений, а именно ветровой и случай-

ной нагрузки, предложена новая функциональная схема контура управления током электромеханического исполнительного механизма с ШД. Проведено исследование алгоритма управления контуром тока

электромеханического исполнительного механизма при действии ветровой нагрузки в функции от косвенной ошибки слежения и ее производной, определяемой по датчику положения Солнца.

В структуре нелинейного управления амплитудой тока в ШД в функции от косвенной ошибки слежения и ее производной предложено использовать ПИ-регулятор с нелинейным задатчиком интенсивности на входе. Результаты цифрового моделирования системы слежения с ШД со структурой управления с ПИ-регулятором с нелинейным задатчиком интенсивности на входе при действии внешней (ветровой) нагрузки показали, что в ШД отсутствуют сбои при двукратном увеличении внешней нагрузки.

Литература

1. Повышение энергетической эффективности автономных фотоэлектрических энергетических установок / Ю.А. Шиняков, Ю.А. Шурыгин, В.В. Аржанов и др. // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 282–287.

2. Управление позиционными электроприводами блока измерения освещенности для термобарокамеры / В.В. Аржанов, В.Н. Мишин, Г.А. Ракитин, К.В. Аржанов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники.. – 2013. – № 1(27). ч. 1. – С. 20–24.

3. Пат. № 159100 U1 РФ, МПК Н02Р 7/00. Задатчик интенсивности для электропривода / Аржанов В.В., Аржанов К.В., Аржанова А.В. – Опубл. 2016, Бюл. № 3.

УДК 621.314

В.И. Фоминых, Л.А. Гоголина, В.А. Гоголин, А.О. Писниченко, М.Д. Дягилев

Анализ помехоустойчивости многофазных инверторов напряжения

Рассматривается помехоустойчивость вентильного электропривода постоянного тока с многофазным построением инвертора напряжения. Структура электропривода, схемное и конструктивное исполнение выбраны исходя из требований стойкости к воздействию симметричных и несимметричных кондуктивных помех. Для экспериментальной отработки применен специально разработанный имитатор импульсных помех, с помощью которого возможно исследование влияния внешних импульсов на отдельные узлы и элементы схемы электропривода. Такой подход позволяет выработать схемно-конструктивные меры эффективной борьбы с помехами. Ключевые слова: помехоустойчивость, электропривод, имитатор помех, многофазный инвертор.

Одна из основных задач, стоящих перед разработчиками электроприводов, – обеспечение работоспособности изделий в заданных условиях внешней среды. То есть электропривод (ЭП) должен быть совместим с внешней средой, являющейся источником нежелательных воздействий на изделие. К ним можно отнести климатические (изменения температуры, влажности, давления), механические (вибрация и удары), электромагнитные воздействия и т.д. Требования по совместимости вносятся в техническое задание на разработку ЭП, а впоследствии – в технические условия. При этом разработчик проектирует и испытывает ЭП таким образом, чтобы заведомо гарантировалась его работоспособность в совокупности оговоренных условий.

Электромагнитная совместимость ЭП – это его способность не воспринимать воздействующие внешние помехи и не создавать недопустимых внешних помех другим изделиям, а также недопустимых индустриальных радиопомех. Понятие «невосприимчивость к помехам» имеет два синонима: «помехоустойчивость» и «помехозащищенность», которые часто применяют в технической литературе в одном и том же смысле [1]. Между тем понятие «помехозащищенность» охватывает все свойства и ресурсы ЭП, позволяющие ему противостоять помехам, в том числе и дополнительные средства защиты от помех, не относящиеся к его принципу действия или построению, в то время как «помехоустойчивость» охватывает лишь те свойства и ресурсы, которые позволяют ЭП противостоять помехам, когда средства защиты не применяются.

АО «НПЦ «Полюс» разрабатывает вентильный регулируемый ЭП с многофазной структурой инвертора напряжения, предназначенный для работы в составе насосного агрегата и обеспечивающий выполнение требований технического задания по воздействию импульсных коммутационных перенапряжений (ИКП) экспоненциальной формы в цепях «полюс-полюс», «полюс-корпус» с параметрами, указанными в табл. 1.

Таблица 1

Параметры ИКП				
Максимальная	Длительность	Длительность		
эмплитулэ	импульса т _и на	фронта τ_{ϕ} на		
импульса* В	уровне $0,5U_{\text{max}}$,	уровне от $0,1U_{max}$		
импульса, в	мкс	до 0,9 $U_{\rm max}$, мкс		
1000	2000	≤ 10		
800	100	≤ 3		
800	10	≤ 1		
600	1	$\leq 0,1$		

^{*} Значения амплитуды указаны сверх текущего значения напряжения 175–320 В.

Имитаторы помех отечественной промышленностью серийно не выпускаются, поэтому для ана-

лиза восприимчивости ЭП к воздействию импульсных помех из сети питания был использован имитатор ИКП (рис. 1), разработанный в АО «НПЦ «Полюс». Он содержит накопитель энергии и разрядный ключ. В качестве накопителя используется конденсатор С. Разряд осуществляется с помощью электронного ключа K_n.



Рис. 1. Формирующий каскад имитатора ИКП с накопительным конденсатором

Регулируемыми параметрами имитатора ИКП являются амплитуда U_{max} импульсов, длительность τ_и и период следования *T* пачки генерируемых импульсов.

При разряде конденсатора С, заряженного до напряжения E, на разрядном резисторе R возникает импульс экспоненциальной формы с амплитудой, примерно равной Е, и длительностью, равной (на уровне 0,5*E*):

 $\tau_{\mu} = 0,7RC.$

Постоянная времени цепи заряда т₃ должна удовлетворять неравенству

 $\tau_3 \leq (0, 3 \div 0, 5)T.$ Мощность источника питания

 $P_E = E^2 C/T.$

Мощность, рассеиваемая на резисторе R, $P_{\rm R} = 0,5 P_{E}.$

Значения параметров элементов разрядного контура имитатора ИКП указаны в табл. 2.

1	аблица	2

эначения параметров элементов имитатора				
Максимальная амплитуда им- пульса, В	Сопротивление резистора <i>R</i> , Ом	Емкость конден- сатора <i>С</i> , мкФ		
1000	5	800,0		
800	5	40,0		
800	5	4,0		
600	5	0,125		

Включение ЭП при проверке помехоустойчивости осуществляется по схемам рис. 2, 3. Питание от сети постоянного тока 175-320 В.



при испытаниях ЭП

Имитатор ИКП подключается одним выводом поочередно к обоим питающим проводам ЭП, а другим - к корпусу ЭП. Испытательные сигналы представляют собой либо одиночные импульсы, либо периодически следующие друг за другом пачки импульсов. Форма импульса, вводимого в провода питания постоянного тока, соответствует рис. 4.



Рис. 3. Схема соединений «полюс-полюс» при испытаниях ЭП



Рис. 4. Форма ИКП между шиной «+» и шиной «-»

Требования помехоустойчивости сводятся к тому, что при подаче на вход ЭП импульсов амплитудой U_{max} относительно корпуса или цепей первичного питания параметры импульса при прохождении по внутренним цепям не должны превышать некоторого порога δU_{max} . В противном случае это приводит к сбоям и аварийным ситуациям. То есть результат испытаний считается положительным, если в ходе всех проверок не было зафиксировано сбоев и необратимых отказов.

Для измерений помех использовался осциллограф, поскольку он дает полную информацию о форме наблюдаемого процесса. В режиме синхронизации по выходному импульсу имитатора контролируется форма искажений сигналов управления и отклонение уровней напряжения внутренних источников напряжения. Имеется возможность определить наиболее критичный элемент, в котором возникает сбой при реакции конкретной части схемы на воздействие ИКП.

При подаче ИКП на ЭП необратимых отказов не возникало, но при контроле управляющих входов ключей многофазного инвертора напряжения ЭП наблюдался дребезг (рис. 5).

Логические элементы цифровых схем ЭП работают в импульсных режимах. В прямом соответствии со своим назначением они восприимчивы к ИКП. На входах драйверов и на выходе наблюдался дребезг (рис. 6).

В качестве одной из мер минимизации действия ИКП на управляющие узлы ЭП использовалось вве-

дение гальванических развязок (как оптоэлектронных, так и транзисторных). Если паразитная емкость оптрона не может быть меньше значений, заложенных в технических условиях на элементы, то при трансформаторной развязке этот параметр в большей мере определяется конструктивным исполнением обмоток и в ряде случаев является предпочтительным.



Рис. 6. Реакция драйверов на воздействие ИКП

Для защиты источников питания эффективным оказалось применение варисторов. Их включение возможно как по входным цепям питания, так и по промежуточным линиям узлов схемы источника

УДК 628.941.8

С.Ю. Хотненок

питания. При ограниченной энергии импульса ИКП эффект достигается при подключении защитных варисторов и по основному силовому питанию. Параллельное включение с выравниванием токов срабатывания позволяет парировать ИКП с энергией импульса до 600 Дж.

При выработке конструктивных мер по борьбе с помехами многофазного инвертора напряжения соединение ключевых элементов предусматривает, с одной стороны, шинную структуру силового монтажа, с другой – требуется симметрия монтажа с выравниванием длины проводников. Причем вводится дополнительная петлевая укладка проводника. При таком подходе обеспечивается равномерное поэлементное распределение силовой токовой нагрузки.

Итак, наличие технических требований по обеспечению помехоустойчивости ЭП создает необходимые предпосылки к решению таких задач. Обеспечение низкой восприимчивости изделий к внешним помехам должно закладываться еще на этапе проектирования и конструирования, реализовываться в ходе производства и поддерживаться при эксплуатации ЭП. Поэтому, помимо технических решений [2], необходимо учитывать схемноконструктивные способы борьбы с внешними помехами: фильтрацию, экранирование, развязку цепей питания и т.д. Ни один из этих способов не должен быть предпочтительным по сравнению с другими. Более того, рекомендуется дублировать средства борьбы с помехами для получения удовлетворительных результатов.

Литература

1. Гурвич И.С. Защита ЭВМ от внешних помех. – 2-е изд. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 224 с.

2. Кочергин В.И., Белицкая Л.А., Гоголин В.А. Интеллектуальные силовые ключи с цифровым многофазным принципом управления // Электронные и электромеханические системы и устройства : сб. науч. тр. – Новосибирск: Наука, 2007. – С. 198–202.

Исследование процессов в модуляционном драйвере светодиодного светильника с трехфазным питанием

Приводится сравнительная характеристика светодиодных светильников с импульсными источниками питания и светильниками, использующими «бездрайверную» технологию. Предлагается оригинальный способ питания, объединяющий в себе достоинства обоих подходов, вследствие чего удалось добиться уменьшения коэффициента пульсаций освещенности.

Ключевые слова: светодиодный светильник, мощность лампы накаливания, излучающий модуль, светоотдача, трехфазное питание, бездрайверные схемы.

В настоящее время для решения задач освещения в силу низкого энергопотребления, долгого срока службы, безопасности применения и утилизации все чаще используются светодиодные светильники. В основе современного светильника лежит излучающий модуль, состоящий из последовательно или

последовательно-параллельно включенных светодиодов, количество которых подбирается таким образом, чтобы световой поток, создаваемый светодиодами, обеспечивал нужную освещенность. Как правило, для большей наглядности преимуществ светодиодного светильника перед традиционными источниками света мощность светильника соотносят с мощностью лампы накаливания, дающей такой же световой поток. Также вводят понятие световой отдачи светильника (лм/Вт). Например, светоотдача традиционной лампы накаливания 10 лм с одного ватта активной мощности, потребляемой светодиодами. У галогенных ламп до - 20 лм/Вт, у люминесцентных до - 50 лм/Вт. Светоотдача некоторых светодиодов известных марок в настоящее время достигает 250 лм/Вт. Таким образом, для замены лампы накаливания мощностью 60 Вт потребуется светодиодный модуль мощностью 2,5 Вт.



Рис. 1. Зависимость светоотдачи от плотности тока



Рис. 2. Фазы коммутирования ключей модуля Acrich 2 [3]



В современных светодиодах белого свечения на основе кристаллов GaN/InGaN имеется ряд закономерностей, которые во многом определяют процесс проектирования излучающего модуля светильника. На рис. 1 приведен результат фотометрического эксперимента, проведенного автором со светодиодными СОВ-сборками «СИМ220» производства ОАО «НИИПП». С помощью люксметра и лабораторного блока питания снималась зависимость освещенности от силы тока, затем полученная зависимость градуировалась в соответствии со значением светового потока на номинальном токе, взятом из технической документации. Из эксперимента видно, что при увеличении плотности тока через светодиод уменьшается его светоотдача. Физические механизмы протекания этого процесса описаны в [1], на практике можно сделать следующий практический вывод: при прочих равных условиях (количество светодиодов, схема их включения) световая отдача светодиодов падает на 35–45% при увеличении мощности на 20–30% от номинальной, указанной в технической документации.



Рис. 4. Форма тока и мощности при последовательнопараллельном включении светодиодов

Стоимость светодиодного светильника состоит на треть из стоимости излучающего модуля (светодиодов), поэтому разработчики стремятся уменьшать количество светодиодов в светильнике за счёт увеличения плотности тока, что, как отмечалось выше, ведет к уменьшению светоотдачи. Соответственно уменьшение плотности тока за счет увеличения числа светодиодов приведет к удорожанию изделия, но увеличивает КПД, что следует из данных представленных выше. Учитывая это, разработчик, в зависимости от сферы применения изделия, должен находить компромисс между стоимостью и качеством изделия.

При несомненных достоинствах светодиодов как таковых в реальных осветительных системах есть ряд проблем, связанных с питанием излучающего модуля от сети ~220 В. Исследования температурных режимов импульсных источников питания снова набрали актуальность в связи с повышенными требованиями к ним: срок службы не менее 60000 ч без возможности принудительного охлаждения. Самый низкий срок службы в импульсных источниках питания имеют электролитические конденсаторы. В [2] рассматривались вредные воздействия на них, в том числе электрострикционный эффект.

Автором был проведен эксперимент, в ходе которого драйвер помещался в замкнутый контейнер. Температура в контейнере поддерживалась повышенной с помощью регулятора температуры. Эксперимент продолжался до выхода из строя испытуемого изделия. Целью эксперимента являлось нахождение наименее надежных элементов в составе драйвера.



Результаты исследования показали, что электролитические конденсаторы, использующиеся в драйвере, имеют относительно небольшой срок жизни в светильнике и они по сути определяют срок жизни всего устройства. При проведении эксперимента не учитывалась нестабильность питающей сети 220/380 В, которая является важным фактором, влияющим на срок службы драйвера. Особенно сильно это проявляется в отдаленных районах, где нестабильность сети выше.

Проблема низкого срока службы источников питания ограничивает срок службы, минимальные габариты и сферу применения светильников. Также существенный недостаток импульсных источников питания – это слабая возможность автоматизации их сборки: большое количество электронных компонентов навесного монтажа препятствует снижению их стоимости.

Существует вариант так называемого «бездрайверного» светильника, который предложила южнокорейская фирма Seoul Semiconductors, разработавшая серию светодиодных модулей Acrich [3]. Принцип действия интегрального модуляционного драй-

вера AIC3.0, используемого в Acrich 2, пояснен в [4]. Модуль Acrich 2 состоит из нескольких цепочек высоковольтных светодиодов, коммутируемых AIC3.0 в зависимости от фазы входного напряжения сети. Такие модули имеют высокие технико-экономические показатели: высокую светоотдачу и сравнительно низкую стоимость. Но такая схема имеет значительный недостаток: в силу того, что форма импульсов тока, протекающих через светодиод, в данном случае аналогична световым импульсам, создаваемым светодиодом, светодиодный модуль Acrich 2 имеет значительные пульсации света. Коэффициент пульсаций освещенности равен 100%. Регламентирующий документ СНиП 23-05-95 [5] ограничивает использование таких светильников местами общего пользования ЖКХ, но не ограничивает применение их в уличном освещении.

Стабилизация пульсаций светового потока светильника, построенного по «бездрайверной» технологии, осуществляется в схеме, показанной на рис. 3, которая предложена автором. В предлагаемой схеме в качестве излучающего модуля выступает матрица светодиодов, светодиоды в которой могут коммутироваться последовательно-параллельно в любой последовательности. Система управления светодиодной матрицей обеспечивает изменение включения светодиодов так, чтобы поддерживать одну плотность тока через светодиоды. На рис. 4 приведены, результаты математического моделирования схемы: формы входного напряжения и тока, мощности, выделяемой на светодиодах, соответственно. Мощность в данном случае будет также формой светового потока, создаваемого схемой. Из графика видно, что удалось добиться значительного снижения пульсаций светового потока по сравнению, с Acrich 2. Но при анализе схемы становится очевидно, что здесь, как и в любой другой системе стабилизации без накопителей энергии, максимум потребляемого из сети тока приходится на минимум напряжения сети и наоборот: при минимуме напряжения максимум тока. Из этого следует, что коэффициент мощности такой схемы очень низкий, что не позволяет использовать эту схему на практике.

Автором предлагается технического решение, которое позволит соединить в себе достоинства двух «бездрайверных» схем, приведенных выше, и позволит использование трехфазной сети переменного тока 380/220 В. Эксперимент, проведенный автором, ставил перед собой цель выявить зависимость пульсаций тока от количества фаз питающего напряжения. За основу эксперимента бралась схема из трех модулей Acrich 2, включаемая в трехфазную, четырехпроводную сеть по схеме «звезда» с общим проводом. Затем последовательно отключались две фазы. Форма световых импульсов замерялась фотодиодом ФД-24к, подключенным к цифровому осциллографу (рис. 5). В результате, требованиям эксперимента удовлетворила схема с тремя фазами. Коэффициент пульсаций, замеренный на расстоянии 4 м от светильника, составил 4%.

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Дальнейшим перспективным, по мнению автора, направлением развития «бездрайверного» светодиодного освещения является создание специализированной светодиодной СОВ-матрицы с трехфазным питанием, в том числе и для освещения автомобильных магистралей.

Литература

1. Влияние хвостов локализованных состояний в InGaN на уменьшение эффективности GaN-светодиодов с ростом плотности тока / Н.И. Бочкарева, В.В. Вороненков, Р.И. Горбунов и др. // Физика и техника полупроводников. – 2012. – Т. 46, № 8.

2. Наоуюки Кобаяши. Влияние конденсаторов на долговечность светодиодных приборов // Полупроводни-ковая светотехника. – 2012. – № 3.– С. 56–57.

3. Бауер Л. Светодиодные модули Acrich 2, облегчающие жизнь светотехника / Л. Бауер, Г. Королев // Полупроводниковая светотехника. – 2012. – №2. – С. 22–24.

4. Seul semiconductor. AIC3.0 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.seoulsemicon.com/en/html/ company/press_view.asp?Idx=251&GotoPage=1&searchlist=a ll&searchtxt=aic, свободный (дата обращения: 26.01.2017).

5. СНиП 23-05–95*. Естественное и наружное освещение. – М.: ОАО «Центр проектной продукции в строительстве», 2011. – 69 с.

УДК 621.311.68

Д.Б. Бородин, С.С. Тюнин, В.А. Кабиров, В.Д. Семёнов

Двунаправленный преобразователь Вейнберга для зарядно-разрядного устройства системы электропитания космических аппаратов*

Предложены и проверены на имитационных моделях схемотехнические решения по переводу преобразователя Вейнберга в режим двунаправленной передачи энергии. Произведена оценка КПД однонаправленного и двунаправленного преобразователя Вейнберга.

Ключевые слова: источник питания, двунаправленный преобразователь, разрядное устройство, зарядное устройство, преобразователь Вейнберга.

*Работа выполнена на основании договора между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015 г. № 02.G25.31.0182.

Преоразователь Вейнберга имеет высокие энергетические характеристики и применяется в системах электроснабжения космических аппаратов (СЭС КА) ряда зарубежных стран [1, 3]. Однако он, как и классический повышающий преоразователь, не может ограничивать ток при коротком замыкании в нагрузке, и, кроме того, нам неизвестно техническое решение по переводу этого преобразователя в режим реверса тока или режим заряда аккумуляторной батареи. Схемотехническое решение, представленное в данной статье, позволяет проверить возможность реализации преобразователя Вейнберга в качестве зарядно-разрядного устройства.

Требуемые технические параметры

Применение этого решения в частном случае рассматривалось под технические параметры зарядного устройства, приведенные в табл. 1.

ехнические параметры зарялного устроиства	

Входное напряжение, В	100
Выходное напряжение минимальное, В	55
Выходное напряжение максимальное, В	95
Выходной ток, А	15
Частота, Гц	200000
КПД, %	>97

Описание принципа работы преобразователя Перевод этого преобразователя в режим двунаправленной передачи энергии можно осуществить двумя способами: первый способ заключается в том, что вместо диода VD1 в схему включается дополнительный транзистор VT3, как показано на рис. 1.



Рис. 1. «Классический» преобразователь Вейнберга по вольтодобавочной схеме с дополнительным транзистором

Если транзисторы VT1 и VT2 не включать, а включать только транзистор VT3, то схема, представленная на рис. 1, превращается в схему понижающего преобразователя с двухобмоточным дросселем L1–L2. Транзистор VT3 будет играть роль основного ключа понижающего преобразователя, а внутренние диоды транзисторов VT1 и VT2, работая вместе, – роль диодов, закорачивающих обмотки двухобмоточного дросселя L1–L2 во время паузы, как показано на эквивалентной схеме рис. 2.

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

204



Рис. 2. Эквивалентная схема пробразователя в режиме заряда АБ без дополнительного «нулевого» диода

Регулировочная характеристика такого преобразователя, как показано в литературе [2], нелинейна.

Другой вариант схемы можно получить, если «нулевой» диод понижающего преобразователя установить дополнительно, как показано на рис. 3.



Рис. 3. Двунаправленный преобразователь с дополнительным «нулевым» диодом

В этом случае, регулировочная характеристика понижающего преобразователя становится линейной, а часть схемы, включая двухтактный преобразователь на транзисторах VT1 и VT2, не участвует в работе схемы при реализации реверсного режима заряда AБ, что может благотворно сказаться на уменьшении потерь.

Транзистор понижающего преоразователя при разряде АБ можно использовать в режиме синхронного выпрямителя, уменьшая статические потери на диоде.

Обмотки трансформатора TV1.1 и TV1.2 через выпрямитель, образованный обратными диодами транзисторов VT1 и VT2 и диодами VD2, VD3, всегда подключены к выходному конденсатору, что исключает перенапряжения на элементах преобразователя в режимах перехода от разряда АБ в заряд и обратно.

Имитационная модель преобразователя

Имитационная модель преобразователей в двух различных вариантах представлена на рис. 4.

В данной модели использовались параметры реальных полупроводниковых элементов, представленные в табл. 2. Полученные осциллограммы преобразователя в режиме заряда АБ представлены ниже.

На рис. 11 представлена зависимость КПД преобразователя Вейнберга в режиме заряда аккумуляторной батареи.



Рис 4. Имитационная модель преобразователя Вейнберга: *a* – с «нулевым» диодом; *б* – без нулевого диода

Параметры моделирования преобразователей		
Диоды VD1,VD2,VD3	MBR20200	
Транзисторы VT1,VT2,VT3	IRFP4768	
Коэффициент связи двухобмоточного просселя L1-L2	0,99	
Коэффициент связи трансформатора TV1	0,95	
204	9	



Рис. 5. Осциллограммы работы преобразователя с «нулевым» диодом: *a* – ток транзистораVT3; *б* – напряжение транзистора VT3



XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

Таблица 2



ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ



Рис. 7. Осциллограммы работы преобразователя: a – ток дросселя L2 с «нулевым» диодом; δ – ток дросселя L2 без «нулевого» диода



Рис. 8. Осциллограммы работы преобразователя с «нулевым» диодом: *a* – включение транзистора VT3; *б* – выключение транзистора VT3





Рис. 9 (окончание). Осциллограммы работы преобразователя без «нулевого» диода: *а* – включение транзистора VT3; *б* – выключение транзистора VT3



Рис. 10. Осциллограммы работы преобразователя: *a* – выходное напряжение преобразователя с «нулевым» диодом; *б* – выходное напряжение преобразователя без «нулевого» диода



Рис. 11. Зависимость КПД преобразователя от выходной мощности

Выводы

На основании результатов моделирования, приведённых на рис. 5–10, можно говорить о работоспособности реверсивной модели преобразователя и возможности ее дальнейшего исследования.

Необходимо отметить увеличение коммутационных потерь в дополнительном транзисторе VT3 в преобразователе без «нулевого» диода. Зависимости, представленные на рис. 11, показывают, что работа преобразователя без «нулевого» диода плохо сказывается на КПД преобразователя в целом. Одной из причин тому является внутренний диод транзисторов VT1 и VT2 с плохими динамическими характеристиками.

Литература

1. Maset E., Ferreres A., Ejea J.B. et al. 5kW Weinberg Converter for Battery Dischargingin High-Power Communications Satellites // IEEE PESC Conf. – 2005. – PP. 69–75 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://ieeexplore. ieee.org/ abstract/document/1581604/

2. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.

3. Бородин Д.Б., Тюнин С.С., Кабиров В.А., Семёнов В.Д. Построение имитационной модели неизолированного преобразователя Вейнберга (Non-Isolated Weinberg Converter) // XIII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» 2017 г. (в печати).

4. Maset E., Ferreres A., Ejea J.B. et al. High-Efficiency Weinberg Converter for BatteryDischarging in Aerospace Applications // IEEE PESC Conf. – 2006. – PP. 1510–1516 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1620740/

5. Weinberg A.K., Rueda Boldo P.. A High Power, High Frequency, DC to DC Converter for Space Applications // Power Electronics Specialists Conference. – 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE. – Vol. 2. – PP. 1140–1147.

УДК 621.341.572; 621.313.3

А.В. Кашеутов, А.Г. Гарганеев

Информативные свойства автономного инвертора напряжения в гироскопических системах электропривода

Автономный инвертор напряжения в составе электропривода может быть как источником питания, так и источником информации о параметрах и переменных электрической машины [1–5]. Так называемые информативные свойства инвертора напряжения основаны на его коммутационной функции и позволяют получить необходимую для управления и диагностики электрической машины информацию, не имея датчиков положения и скорости на валу. Такой подход актуален для построения так называемых «бездатчиковых» электроприводов различного назначения. Представлены результаты моделирования системы гироскопического электропривода, реализованного на основе информативных свойств автономного инвертора напряжения. Показана принципиальная возможность регулирования скорости вращения ротора синхронных машин переменного тока на основе поддержания постоянства положения точки перегиба фазного тока инвертора на его коммутационном интервале. Ключевые слова: модель, обратная связь, автономный инвертор напряжения, информативные свойства.

В навигационных системах электропривода (ЭП) автономных объектов имеет место некоторая нестабильность частоты вращения роторов гироскопических двигателей, что вносит погрешности в процесс определения курса и ориентации в пространстве. Таким образом, актуальной становится задача поддержания стабильности частоты вращения гироротора в условиях затрудненного доступа к валу. Одним из решений данной задачи является использование информативных свойств (ИС) автономного инвертора напряжения (АИН), который чаще всего является источником питания в гироскопических системах электропривода для регулирования работы гиродвигателя.

Программные средства моделирования и разработки предоставляют широкие возможности для исследования физических процессов, не прибегая к дорогостоящему изготовлению опытных образцов изделий и машин. Одним из наиболее удобных инструментов моделирования режимов ЭП при использовании ИС АИН является среда МАТLAB, обладающая мощными вычислительными средствами, а также возможностью симуляции различных физических процессов. Система МАTLAB включает также модуль симуляции Simulink, отлично подходящий для моделирования практических реализаций алгоритмов управления электрическими машинами.

Постановка задачи

Поскольку программные средства предоставляют широкие возможности моделирования и разработки, целесообразно их использование для теоретического исследования поставленных задач, проведения вычислительных экспериментов, а также математического обоснования параметров проекта. Целью моделирования системы гироскопического ЭП с ИС АИН является проверка возможностей практического использования информативных свойств АИН для управления гиродвигателем, а также их математическое обоснование. Задача исследования заключалась в реализации системы автоматического регулирования с обратной связью по углу нагрузки электрической машины синхронного типа, соответствующему точке перегиба фазного тока на коммутационном интервале АИН $\pi/3 \div 2 \pi/3$. Далее показана структура модели, а также приведены результаты моделирования одного из способов использования информативных свойств АИН для регулирования работы двигателя [3-5].

Теория

Виртуальная лабораторная модель гироскопического ЭП для исследования ИС АИН представлена на рис. 1. Аналогичная модель для асинхронного двигателя была описана в работе [6]. Данная модель состоит из АИН (VT1–VT6) с управляемым источником напряжения (Controlled Voltage Source), схемы управления (DD1–DD3), трехфазного синхронного двигателя переменного тока, блока обработки данных (S-Function Builder), получаемых с датчика тока, а также блока обратной связи (S-Function Builder1), в котором реализован алгоритм обратной связи [6].

Суть работы модели заключается в следующем. Сигнал с датчика фазного тока поступает на вход блока обработки данных, где с помощью алгоритмов аппроксимации [7] и вычисления второй производной тока электрической машины на коммутационных интервалах АИН [7] рассчитывается положение точки перегиба. Далее полученное значение поступает на вход блока обратной связи, который на основе принятого значения и некоторой известной уставки угла нагрузки вычисляет управляющее воздействие на регулируемый источник питания АИН. Таким образом, замыкается обратная связь системы, что позволяет реализовать различные способы регулирования работы ЭП [6].

Применение информативных свойств АИН может быть использовано, например, для более рационального использования мощности, подводимой к гиродвигателю (как синхронного, так и асинхронного типов) [6], с учетом изменяемой нагрузки, а также для стабилизации скорости вращения ротора [6].



Рис. 1. Виртуальная лабораторная модель гироскопического электропривода



Результаты экспериментов

Вычислительные эксперименты показали, что алгоритм обратной связи [6], полученный для асинхронного типа электрических машин, отлично подходит для управления синхронными двигателями. На рис. 2 представлены результаты моделирования работы ЭП с синхронным двигателем в режиме наброса нагрузки. Как видно из графиков, в период разгона двигателя положение точки перегиба имеет максимальное значение, что соответствует максимальному углу нагрузки двигателя, поэтому напряжение питания также максимально. Далее во время холостого хода происходит выход на оптимальный режим потребления мощности. В момент времени 3 с происходит наброс нагрузки на валу ротора, что влечет за собой соответствующее изменение значения угла нагрузки, а равно и положения точки перегиба. Это изменение отрабатывается алгоритмом обратной связи [6] путем увеличения напряжения питания АИН. Таким образом, осуществляется поддержание заданного значения точки перегиба (в данном случае 1,6 рад).

Выводы и заключение

В рамках данной работы были исследованы алгоритмы обработки информации, полученной из фазного тока АИН, применительно к синхронному типу электрических машин. Принимая во внимание полученные результаты при нахождении точки пере-

гиба, можно сделать вывод о возможности применения указанных алгоритмов обработки данных для нахождения параметров и переменных двигателя. Практические реализации алгоритмов открывают широкие возможности их использования при разработке программно-аппаратных систем бездатчикового управления двигателем.

На основе проведенных исследований можно заключить, что использование информативных свойств АИН для регулирования работы синхронного двигателя возможно. Как показали вычислительные эксперименты, применение описанного способа регулирования наиболее эффективно может быть реализовано для ЭП с «инерционными» нагрузками, не организовывая получение информации непосредственно с вала механизма, такими как гиророторы и центрифуги.

Литература

1. Гарганеев А.Г. Информативные свойства мехатронных систем // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 1(25), Ч. 1. – С. 153–161.

2. Гарганеев А.Г. Мехатронные системы с синхронно-гистерезисными двигателями / А.Г. Гарганеев, С.В. Брованов, С.А. Харитонов. – Томск: Изд-во Том. политехн. ун-та, 2012. – 227 с.

3. Пат. РФ № 2164053. Способ стабилизации частоты вращения электродвигателей переменного тока (варианты) / Гарганеев А.Г., Шеховцов А.С., Шурыгин Ю.А. – Опубл. в БИ. – 2000, № 7.

4. Пат. РФ № 2207578. Способ определения ЭДС ротора синхронных и тока ротора асинхронных электродвигателей (его варианты) / Гарганеев А.Г., Шурыгин Ю.А. – Опубл. в БИ. – 2003, № 18.

5. Пат. РФ № 2193212. Способ определения индуктивного сопротивления электродвигателей переменного тока / Гарганеев А.Г., Шурыгин Ю.А. – Опубл. в БИ. – 2002, № 32.

6. Electrodrive System Modeling Using Informative Properties of Autonomous Voltage Inverter / A.V. Kasheutov, T.A. Boklag, A.G. Garganeev // The 18 international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, EDM 2017: proc., Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2017. – Novosibirsk: NSTU, 2017. – PP. 426–428.

7. Realization of Motor Current Curve Approximation Algorithm on Switching Intervals / A.V. Kasheutov, T.A. Boklag, A.G. Garganeev, A.B. Tsukublin // The 17 international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices, EDM 2016: proc., Altai, Erlagol, 30 June – 4 July 2016. – Novosibirsk: NSTU, 2016. – PP. 462–464.

УДК 621.316.722.1

Е. Ким, С.Г. Михальченко

Однотактный непосредственный преобразователь напряжения понижающего типа с широтно-импульсной модуляцией

Представлена имитационная модель однотактного непосредственного преобразователя напряжения понижающего типа с широтно-импульсной модуляцией с замкнутой обратной связью в компьютерной среде моделирования электронных схем SwitcherCAD/LTSpice.

Ключевые слова: широтно-импульсная модуляция, понижающий преобразователь, имитационная модель.

Импульсные источники питания являются одними из наиболее распространенных радиоэлектронных устройств, и они используются в многомиллионном количестве в различных областях техники, промышленности и сферах обслуживания.

Главным их достоинством по сравнению со стабилизаторами непрерывного типа является более высокий коэффициент полезного действия (КПД) из-за ключевого способа регулирования [1].

Имитационное моделирование значительно уменьшает количество ошибок при проектировании, позволяет легко подготовить несколько вариантов конструкции преобразователя, снизить затраты на макетирование и изготовление опытных образцов устройства, максимально сократить объем конструкторской документации и расчетов на начальном этапе разработки. Полученные с помощью имитационного моделирования технические характеристики преобразователя помогут принять решение о продолжении разработки варианта устройства, наиболее полно отвечающего предъявляемым требованиям.

Основные параметры элементов модели преобразователя понижающего типа с ШИМ

Расчет основных параметров элементов понижающего преобразователя с ШИМ известен и описан в [2]. При заданных входных параметрах эффективное значение напряжения источника питания [3] $E = 220 \text{ B}\pm 10\%$, мощность нагрузки P = 100 BT, выходное напряжение U = 100 B, коэффициент пульсаций выходного напряжения $k \leq 5\%$, частота работы преобразователя $f = 40 \text{ к}\Gamma \text{ц}$, рассчитаны следующие параметры элементов: индуктивность дросселя преобразователя $L=2 \text{ м}\Gamma \text{н}$, выходная емкость $C=4,7 \text{ мк}\Phi$, максимальный ток ключевого элемента $I_{VT} = 2 \text{ A}$, максимальное напряжение ключевого элемента $U_{VT} = 320 \text{ B}.$

Расчет параметров входного выпрямителя и входного сглаживающего фильтра подробно описан в [2, 5]. Полученные емкость и индуктивность входного фильтра соответственно равны $L_{\phi} = 1,5$ Гн, $C_{\phi} = 33$ мкФ, напряжение на одном диоде мостового выпрямителя $U_{\rm VD} = 222$ В и ток $I_{\rm VD} = 0,55$ А.

Обобщённая схема замещения преобразователя понижающего типа с ШИМ

На рис. 1 представлена схема замещения, отражающая основные физические свойства замкнутой системы регулирования.



Рис. 1. Обобщенная схема понижающего преобразователя с ШИМ

На данном рисунке отражаются основные физические свойства замкнутой системы регулирования понижающего преобразователя с ШИМ. Входное переменное напряжение питания подается на выпрямитель (В) и сглаживающий фильтр (Ф). Полученное постоянное напряжение, пройдя через преобразователь, понижается до заданного значения и меняет полярность.

Выходное напряжение понижается в β раз до уровня напряжения сигнала управления (U_y). Далее U_y и пониженное выходное напряжения вычитаются между собой, считается разность и увеличивается в α раз полученная разница, формируется сигнал ошибки (U_{out}). Коммутационная функция (K_f), реализующая ШИМ, формируется в результате наложения сигнала развертывающего напряжения (ГРН) и сигнала ошибки (U_{out}). K_f подается на драйвер (Д), который управляет ключевым элементом.

Имитационная модель понижающего преобразователя повышающего типа с ШИМ

Для исследования процессов, протекающих в преобразователе понижающего типа с ШИМ, была разработана компьютерная модель в программном пакете SwitcherCAD/LTspice [6]. Графическое отображение компьютерной модели представлено на рис. 2.



V= 230*sqrt(2)*sin(2*pi*50*time)

V= 5*(1+ sgn(min (V(os_buck), 5*gam) - V(pila)))



Рис. 2. Модель однотактного непосредственного преобразователя напряжения понижающего типа с широтно-импульсной модуляцией при питании от источника переменного тока

В качестве входного источника питания применяется функционально задающийся источник напряжения В8, напряжение которого задано уравнением V=230*sqrt(2)*sin(2*pi*50*time). Входной выпрямитель представляет собой диодный мост, собранный на идеальных диодах D1, D2, D4, D5. Входной сглаживающий фильтр представлен дросселем L1 = 1,5 Гн и конденсатором C1 = 33 мкФ. Ключевой элемент представлен идеальным ключом S3 с параметрами заданной директивой «.model S3 SW(Ilimit=500 Ron=0.0001p Vt=5 Vh=0 Lser=0)», где Ron - сопротивление замкнутого состояния ключевого элемента. R3 = 100 Ом – резистор, представляющий эквивалентное сопротивление нагрузки. Источник В10 создает усиленный сигнал ошибки обратной связи. Источник ВЗ является генератором линейно нарастающего пилообразного напряжения или ГРН, необходимый для формирования и корректировки ШИМ.

Систему управления можно описать следующим образом:

Источник B10 задается уравнением V=alp*(Uy–V(out2)/15). В данном уравнении запись Uy -V(out2)/15 - означает снятие напряжения с выхода преобразователя, уменьшение его в $\beta = 15$ раз, для согласования с сигналом управления, и вычитанием сигнала управления, т.к. уменьшенный в β раз сигнал отрицательный. Затем полученный сигнал в α=alp=200 раз пропорционально увеличивается. На выходе В10 формируется сигнал ошибки. Источник ВЗ формирует линейно нарастающее напряжение уравнением V=5*((time*fg) – floor(time*fg)), где fg - частота преобразования или частота ШИМ, time - текущее время моделирования, floor - функция целого числа.

В источнике В7 формируется сигнал ШИМ для управления ключевым элементом. Оно задается уравнением V= $5*(1 + \text{sgn}(\min(V(\text{os}_buck), 5*gam) - V(pila)))$. Функция min(V(os_buck), 5*gam) производит выбор меньшей величины. В ней сравнивается усиленный сигнал ошибки и относительная длительность открытого состояния ключа, увеличенная в 5 раз. Затем выбранный меньший сигнал сравнивается с сигналом ГЛИН. В момент, когда уровень ГЛИН выше сигнала ошибки, функция sgn() возвращает число «-1», когда уровень ГЛИН ниже сигнала ошибки, функция sgn() возвращает число «+1». Далее происходит сложение с «1» и увеличение сигнала в 5 раз. Таким образом, источник выдает либо 0 либо 10 В.

Если сигнал U(os_buck)>5gam, ШИМ модулируется при пересечении 5gam и Upila, ограничение происходит по 5gam. Если сигнал 0<U(os buck)<5gam, ШИМ модулируется при пересечении U(os_buck) и Upila. Если сигнал U(os_buck)<0, сигнал ШИМ не производится, как показано на рис. 6.

Результаты моделирования

Как видно из рис. З выходной ток $I_{\rm H}$ равен 1 А, выходное напряжение $U_{\rm H}$ равно 100 В, что соответствует заданным параметрам, время переходного процесса составляет $t_{\rm nn} = 47$ мс.

На рис. 4 приведены осциллограммы напряжения источника питания при прохождении выпрямителя (1) и сглаживающий фильтр (2).

Коэффициент пульсаций выходного напряжения можно оценить по пульсации тока, так как при моделировании нагрузка считалась чисто активной. Коэффициент пульсаций выходного тока равен k = 4%.

Рассчитанный коэффициент пульсаций не превышает принятого ранее при расчете коэффициента пульсации 5%.



Рис. 4. Напряжение источника питания после выпрямителя (1) и после прохождения через сглаживающий фильтр (2)

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.



Рис. 6. Формирование ШИМ-сигнала

Заключение

Имитационное моделирование однотактного непосредственного преобразователя напряжения понижающего типа с широтно-импульсной модуляцией позволило подтвердить правильность рассчитанных параметров элементов схемы, а также рассмотреть основные процессы, протекающие в преобразователе.

Литература

1. Корохов В.В. Анализ и выбор варианта системы управления преобразователем химического источника тока на основе имитационной модели // Изв. ЮФУ. Технические науки. – 2015. – №3. – С. 83–91.

2. Китаев В.Е. Расчет источников электропитания устройств связи: учеб. пособие для вузов / В.Е. Китаев,

А.А. Бокуняев, М.Ф. Колканов; под ред. А.А. Бокуняева. – М.: Радио и связь, 1993. – 232 с.

3. Семенов В.Д. Энергетическая электроника: учеб. пособие / В.Д. Семенов, Б.И. Коновалов, А.В. Кобзев. – Томск: ТУСУР, 2010. – 164 с.

4. ГОСТ 29322–2014 (IEC 60038:2009) Напряжения стандартные. – Взамен ГОСТ 29322–92; введен 2015.10.1. М.: Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии, 2015. – 13 с.

5. Коновалов Б.И. Основы преобразовательной техники: учеб.-метод. пособие для студентов заоч. ф-та специальности «Промышленная электроника» / Б.И. Коновалов, В.С. Мишуров, В.Д. Семенов. – Томск: ТУСУР, 2006. – 97 с.

6. Володин В.Я. LTspice: компьютерное моделирование электронных схем / В.Я. Володин – СПб.: БХВ-Петербург, 2010. – 400 с.

УДК 621.316.722.1

Д. Ли, С.Г. Михальченко

Однотактный непосредственный преобразователь напряжения инвертирующего типа с широтно-импульсной модуляцией

Представлена имитационная модель однотактного непосредственного преобразователя напряжения инвертирующего типа с широтно-импульсной модуляцией с замкнутой обратной связью в компьютерной среде моделирования электронных схем SwitcherCAD/LTSpice.

Ключевые слова: широтно-импульсная модуляция, инвертирующий преобразователь, имитационная модель.

Импульсные источники питания с широтно-импульсной модуляцией (далее – ШИМ) значительно более эффективные и гибкие в использовании, чем линейные стабилизаторы. Они обычно используются в переносных изделиях, в авиации и автомобилестроении, в небольших измерительных приборах, автономных устройствах и особенно в тех приложениях, в которых требуются высокий КПД и несколько выходных напряжений. Они весят значительно меньше линейных стабилизаторов, поскольку требуют меньшего теплоотвода для тех же выходных номиналов. Такие источники питания, однако, более дорогостоящи и требуют больше времени на разработку.

Разработка имитационной модели однотактного непосредственного преобразователя напряжения инвертирующего типа с ШИМ позволяет лучше понять реальную систему, а также использовать модель для анализа переходных процессов: определить длительность периода, рассчитать настройки и регулировки, рассмотреть режимы практической эксплуатации реальной системы, модель можно использовать в качестве средства обучения при работе с реальной системой.

Основные параметры элементов модели преобразователя инвертирующего типа с ШИМ

Расчет основных параметров элементов инвертирующего преобразователя с ШИМ известен и описан в [1, 2]. При заданных входных параметрах эффективное значение напряжения источника питания [3] E = 230 В \pm 10%, мощность нагрузки P = 100 Вт, выходное напряжение U = -150 В, коэффициент пульсаций выходного напряжения $k \leq 5\%$, частота работы преобразователя f = 40 кГц, рассчитаны следующие параметры элементов: индуктивность дросселя преобразователя L = 2 мГн, выходная емкость C = 100 мкФ, максимальный ток ключевого элемента $I_{VT} = 2,2$ А, максимальное напряжение ключевого элемента $U_{VT} = 470$ В.

Расчет параметров входного выпрямителя и входного сглаживающего фильтра подробно описан в [1, 4]. Полученные емкость и индуктивность входного фильтра соответственно равны $L_{\phi} = 1,5$ Гн, $C_{\phi} = 33$ мкФ, напряжение на одном диоде мостового выпрямителя $U_{\rm VD} = 371$ В и ток $I_{\rm VD} = 1,4$ А.

Обобщённая схема замещения

преобразователя инвертирующего типа с ШИМ

На рис. 1 представлена схема замещения, отражающая основные физические свойства замкнутой системы регулирования.



На данном рисунке отражаются основные физические свойства замкнутой системы регулирования инвертирующего преобразователя с ШИМ. Входное переменное напряжение питания подается на выпрямитель (В) и сглаживающий фильтр (Ф). Полученное постоянное напряжение, пройдя через преобразователь, понижается до заданного значения и меняет полярность.

Выходное напряжение понижается в β раз до уровня напряжения сигнала управления (U_y). Далее U_y и пониженное выходное напряжения вычитаются между собой, считается разность и увеличивается в α раз полученная разница, формируется сигнал ошибки (U_{out}). Коммутационная функция (K_f), реализующая ШИМ, формируется в результате наложения сигнала развертывающего напряжения (ГРН) и сигнала ошибки (U_{out}). K_f подается на драйвер (Д), который управляет ключевым элементом.

Имитационная модель инвертирующего преобразователя инвертирующего типа с ШИМ

Для исследования процессов, протекающих в преобразователе инвертирующего типа с ШИМ, была разработана компьютерная модель в программном пакете SwitcherCAD/LTspice [5]. Графическое отображение компьютерной модели представлено на рис. 2.

В качестве входного источника питания применяется источник напряжения В6, напряжение которого задано уравнением V=230*sqrt(2)* *sin(2*pi*50*time). Входной выпрямитель представляет собой диодный мост, собранный на идеальных диодах D1-D4. Входной сглаживающий фильтр представлен дросселем L1 = 1,5 Гн и конденсатором C1 = 33 мкФ. Ключевой элемент представлен идеальным ключом S2 с параметрами, заданными директивой «.model S2 SW(Ilimit=500 Ron=0.0001p Roff=10000Meg Vt=5 Vh=0 Lser=0)», где Ron - ключ в замкнутом состоянии, по умолчанию равен 1 Ом, Roff - ключа в разомкнутом состоянии, по умолчанию равен 10^{-12} см, Vt – пороговое напряжение включения, по умолчанию 0В, Vh - напряжение гистерезиса, Lser - последовательная индуктивность. Ron и Roff приняты такими, чтобы полностью исключить влияние ключевого элемента на схему. Резистор R3 = 225 Ом представляет эквивалентное сопротивление нагрузки. Источник В11 реализует усиленный сигнал ошибки обратной связи. Источник ВЗ является генератором развертывающего пилообразного напряжения или ГРН, необходимым для формирования ШИМ.

Систему управления можно описать следующим образом:

Источник B11 задается уравнением V=alp*(V(out3)/22+Uy). В приведенном выражении запись V(out3)/22+Uy – означает снятие напряжения с выхода преобразователя, уменьшение его в $\beta = 22$ раз, для согласования с сигналом управления, и суммирование сигнала управления т.к. уменьшенный в β раз сигнал отрицательный. Затем полученный сигнал в α =alp=200 раз пропорционально уве-

личивается. На выходе В11 формируется сигнал ошибки. Источник В3 формирует линейно нарастающее напряжение, заданное уравнением V=5*((time*fg)- floor(time*fg)), где fg – частота преобразования или частота ШИМ, time – текущее время моделирования, floor – функция целого числа.



Рис. 2. Модель однотактного непосредственного преобразователя напряжения инвертирующего типа с широтноимпульсной модуляцией при питании от источника переменного тока

В источнике B5 формируется сигнал ШИМ для управления ключевым элементом. Он задается уравнением V= 5*(1+ sgn(min (V(err_inv), 5*gam) – V(pila))). Функция min(V(err_inv), 5*gam) производит выбор меньшей величины. В ней сравнивается усиленный сигнал ошибки и относительная длительность открытого состояния ключа, увеличенная в 5 раз. Затем выбранный меньший сигнал сравнивается с сигналом ГРН. В момент, когда уровень ГРН выше сигнала ошибки, функция sgn() возвращает число «–1», когда уровень ГРН ниже сигнала ошибки, функция sgn() возвращает число «+1». Далее происходит сложение с «1» и увеличение сигнала в 5 раз. Таким образом, источник B5 выдает либо 0 либо 10 В.

Когда сигнал U (err_inv) > 5gam, импульс управления ключевым элементом формируется при пересечении 5gam и Upila, ограничение происходит по 5gam. Когда сигнал 0 < U (err_inv) < 5gam, ШИМ модулируется при пересечении U (err_inv) и Upila. Когда сигнал U (err_inv) < 0, сигнал ШИМ не производится, как показано на рис. 6.

Результаты моделирования

Как видно из рис. 3, время переходного процесса составляет t_{nn} =86 мс, и перерегулирование σ =18%.

На рис. 4 приведены осциллограммы напряжения источника питания при прохождении выпрямителя (1) и сглаживающий фильтр (2).

Коэффициент пульсаций выходного напряжения можно оценить по пульсации тока, так как при моделировании нагрузка считалась чисто активной. Коэффициент пульсаций выходного тока равен k = 0, 4%.





Рис. 4. Напряжение источника питания после выпрямителя (1) и после прохождения через сглаживающий фильтр (2) *I*, *мА*





Рассчитанный коэффициент пульсаций не превышает принятого ранее при расчете коэффициента пульсации 5%.

Заключение

Разработанная имитационная модель однотактного непосредственного преобразователя напряжения инвертирующего типа с широтно-импульсной модуляцией позволила оценить работоспособность алгоритма формирования коммутационной функции, рассмотреть основные процессы, протекающие в преобразователе, а также подтвердить правильность рассчитанных параметров элементов схемы.

Литература

1. Китаев В.Е. Расчет источников электропитания устройств связи: учеб. пособие для вузов / В.Е. Китаев, А.А. Бокуняев, М.Ф. Колканов; под ред. А.А. Бокуняева. – М.: Радио и связь, 1993. – 232 с.

2. Семенов В.Д. Энергетическая электроника: учеб. пособие / В.Д. Семенов, Б.И. Коновалов, А.В. Кобзев. – Томск: ТУСУР, 2010. – 164 с.
3. ГОСТ 29322–2014 (IEC 60038:2009). Напряжения стандартные. – Взамен ГОСТ 29322-92; введен 2015-10-1. – М.: Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии, 2015. – 13 с.

4. Коновалов Б.И. Основы преобразовательной техники: учеб.-метод. пособие для студентов заоч. ф-та спе-

УДК 621.311.68

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

Влияние электролитического конденсатора на надежность источника питания светодиодного светильника

Рассмотрена работа источника питания светодиодного светильника с пленочными конденсаторами вместо электролитических во входном и выходном фильтре и возможностью автономной работы, проведен его расчет надежности. Проведен расчет надежности этого же источника питания при замене пленочных конденсаторов на электролитические. Получено, что гамма-процентная наработка до отказа при этом снизилась на 16,5%. Ключевые слова: светодиодный светильник, источник питания, электролитический конденсатор, пленочный конденсатор, надежность, безотказность.

На сегодняшний день широкое распространение получили светодиодные светильники, основанные на использовании светодиодов. Преимущества таких светильников очевидны: высокая эффективность, долгий срок службы, отсутствие сверхвысоких температур. Тем не менее светодиодные светильники зачастую выходят из строя раньше положенного срока из-за отказа их источника питания, или драйвера. «Слабым звеном» драйвера является электролитический конденсатор, который имеет одну из наибольших интенсивностей отказов не только среди других групп конденсаторов (пленочных, керамических и т.д.), но и среди других радиоэлектронных компонентов, применяемых в схемах преобразователей источников питания. Также срок службы таких конденсаторов значительно снижается при высокой температуре окружающей среды [1]. Поэтому для повышения надежности светодиодного светильника необходимо исключать электролитические конденсаторы из их источников питания.

В рамках опытно-конструкторской работы «Разработка унифицированного ряда сейсмостойких световых приборов на основе полупроводниковых излучателей света» необходимо разработать светодиодные светильники разных типономиналов с повышенными требованиями к надежности: гаммапроцентная наработка до отказа при у, равной 90%, должна составлять 50 000 ч. Более того, данный светильник должен быть способен продолжать автономную работу в течение часа при отключении от сети питающего напряжения.

С учетом этих требований для светильника был разработан источник питания, в котором электролитические конденсаторы заменены на пленочные. Электрическая функциональная схема типового представителя разработанного источника питания, имеющего наибольшую потребляемую мощность, приведена на рис. 1. ылась на то, 5%. питания, электролитический конденсатор, пленочный Блоки в схеме на рис. 1. обозначают следующее: СУ1, СУ2 – система управления обратноходовым и повышающим преобразователем соответственно, СУ3 – система управления, осуществляющая контроль заряда аккумулятора и его нагрева. ДТ – датчик температуры, БВ3 – блок ячеек, осуществляющих выравнивание напряжения на всех аккумуляторных батареях. ДН – датчик напряжения, Н –

нагреватель. Входное напряжение источника питания U_{вх} – напряжение однофазной сети переменного тока 220 В / 50 Гц. В нормальном режиме, т.е. при питании от сети U_{вх}, работает обратноходовый преобразователь, в системе управления которого реализован метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В это же время происходит заряд блока аккумуляторных батарей до напряжения 16 В, контролируемый системой управления СУЗ. Блок выравнивания заряда аккумуляторных батарей БВЗ контролирует уровень заряда на каждом аккумуляторе. Аккумулятор не должен работать при температуре ниже минус 10 °С. Если температура окружающей среды опускается ниже данной отметки, включается нагреватель Н, осуществляющий нагрев аккумулятора.

При отсутствии на входе преобразователя напряжения U_{вх} светодиодная нагрузка питается от аккумулятора. СУ2 осуществляет ШИМ-управление повышающим преобразователем.

В нагрузке преобразователя *HL* находится светодиодный модуль, состоящий из трех параллельных светодиодных цепочек, в каждой из которых последовательно включено 7 светодиодов. Ток нагрузки *I*н составляет 0,71 А, напряжение в нагрузке *U*н составляет 21 В. КПД преобразователя при питании от сети и незаряженным аккумулятором составляет 86,2%. Источник питания в составе светильника полностью залит теплопроводным компаундом. Максимальная температура окружающей среды, в

циальности «Промышленная электроника» / Б.И. Коновалов, В.С. Мишуров, В.Д. Семенов. – Томск: ТУСУР, 2006. – 97 с.

5. Володин В.Я. LTspice: компьютерное моделирование электронных схем / В.Я. Володин – СПб.: БХВ-Петербург, 2010. – 400 с.

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

которой будет эксплуатироваться светильник, составляет 70 °C. При этом максимальная температура источника питания, а именно температура на корпусе транзистора VT1, составляет 75 °C.



Рис. 1. Схема электрическая функциональная источника питания

Еще одной особенностью в данном преобразователе является то, что в качестве конденсатора входного фильтра *C*3 и выходного фильтра *C*5 используются высоконадежные пленочные полиэтилентерефталатные конденсаторы K73-17 вместо электролитических конденсаторов. В разработанном преобразователе используется сборка из шести конденсаторов K73-17, каждый с номинальной емкостью 2,2 мкФ и напряжением 400 В. В выходном фильтре также используется сборка из шести пленочных конденсаторов K73-17, три из которых имеют номинальную емкость 2,2 мкФ, три остальных имеют емкость 4,7 мкФ с напряжением 63 В каждый.

Целью данной статьи является исследование влияния электролитического конденсатора на снижение параметров надежности указанного преобразователя, количественная оценка этого влияния через расчет интенсивности отказов и сравнительный анализ полученных значений.

Расчет надежности

Гамма-процентная наработка до отказа T_{γ} при расчете надежности РЭА определяется как функция экспоненциального распределения (1) [2]:

$$T_{\gamma} = \frac{1}{\lambda} \cdot \ln(P) , \qquad (1)$$

где λ – суммарная интенсивность отказов компонентов РЭА, 1/ч; P – вероятность отказа γ , деленная на 100.

Суммарная интенсивность отказов λ рассчитывается как сумма интенсивностей отказов каждого электронного компонента в отдельности (2) [3]:

$$\lambda = \lambda_1 + \lambda_2 + \ldots + \lambda_m \,, \tag{2}$$

где *т* – число электронных компонентов.

В свою очередь интенсивность отказов каждого электронного компонента можем определить как произведение его базовой интенсивности отказов λ_{6} на коэффициенты K_i , учитывающие условия эксплуатации, температурные и электрические режимы, вид приемки (3):

$$\lambda = \lambda_{\bar{0}} \cdot \prod_{i=1}^{n} K_i \tag{3}$$

Подставив (3) в (2), получим выражение для расчета суммарной интенсивности отказов всех компонентов (4):

$$\lambda = \sum_{j=1}^{m} \lambda_{\vec{0}j} \cdot \prod_{i=1}^{nj} Kij .$$
⁽⁴⁾

Выражение (4) актуально только для тех систем, элементы которых можно представить последовательно, где отказ одного любого элемента приведет к отказу системы в целом. Существуют параллельные системы, отказ которых происходит при отказе нескольких либо всех элементов, и смешанные системы. Для двух последних типов систем выражение (4) значительно усложняется. Чаще всего преобразователи электрической энергии, в которых не предусмотрено резервирование элементов, имеют последовательную структуру [2]

В данной работе с использованием (2)–(4) был проведен расчет интенсивности отказов преобразователя, изображенного на рис. 1. Ее значение составило 18,365·10⁻⁷ 1/ч. На рис. 2. представлены результаты расчета в виде гистограмм, отражающих суммарную интенсивность отказов (*a*) и среднюю интенсивность отказов (*б*) каждого типа электронного компонента.

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.



Рис. 2. Гистограммы интенсивностей отказов каждого типа компонента: *a* – суммарной; *б* – средней

Здесь приняты следующие обозначения: $R_{\rm сумM}$ – суммарная интенсивность отказов всех резисторов в преобразователе, $C_{\rm сумM}$ – суммарная интенсивность отказов всех конденсаторов преобразователя, $VD_{\rm сумM}$, $VT_{\rm сумM}$, $Da_{\rm сумM}$ и V1 – суммарная интенсивность отказов всех диодов и стабилитронов, транзисторов, аналоговых микросхем и варистора соответственно. Наибольший вклад в снижение надежности вносят резисторы, которые используются в преобразователе в большом количестве. Самыми ненадежными элементами являются аналоговые микросхемы, тем не менее разница в значениях интенсивности отказов невелика.

С использованием (1) можем определить гаммапроцентную наработку до отказа $T\gamma$ разработанного преобразователя, которая составит 57370 ч, что удовлетворяет упомянутым выше требованиям безотказности.

На рис. 3 представлена гистограмма интенсивностей отказов каждого конденсатора, используемого в преобразователе.





Позиционные обозначения на рис. 3. приняты в соответствии с принципиальной схемой преобразователя, не представленной в данной статье. *С*3–*С*8, С10–С15 – пленочные конденсаторы входного и выходного фильтра соответственно. С1, С9, С16 – пленочные конденсаторы входного фильтра, С2 – пленочный конденсатор в схеме демпфера. Все остальные являются керамическими конденсаторами, которые в преобразователе используются для устранения высокочастотных помех, в фильтрах, а также в качестве частотозадающих. Как видим из рис. 3., интенсивность отказов самых «нагруженных» конденсаторов составляет 0,204·10⁻⁷ 1/ч.

Расчет надежности при введении электролитического конденсатора

Для проведения сравнительного анализа с помощью расчета надежности заменили пленочные конденсаторы входного фильтра на один электролитический К50-35 с номинальной емкостью 10 мкФ и напряжением 400 В. Пленочные конденсаторы в выходном фильтре заменены на электролитический К50-35 с номинальной емкостью 22 мкФ и напряжением 63 В. После замены суммарная интенсивность отказов, рассчитанная по формулам (2)–(4), составила 22,005·10⁻⁷ 1/ч. Рассчитанная с использованием (1) гамма-процентная наработка до отказа составляет 47 880 ч. Полученное значение меньше требуемых 50 000 ч. Таким образом при использовании электролитических конденсаторов в преобразователе требования безотказности не выполняются.

На рис. 4, *а* представлена гистограмма с суммарными интенсивностями отказов каждого типа компонента, а на рис. 4, *б* представлены средние интенсивности отказов при использовании электролитических конденсаторов.



Рис. 4. 1 истограммы интенсивности отказов при введении электролитических конденсаторов: *a* – суммарной каждого типа компонента; *б* – средней каждого типа компонента

Как видим из рис. 4, наибольший вклад в снижение надежности оказывают электролитические конденсаторы. Суммарная интенсивность отказов конденсаторов преобразователя при введении элек-

тролитических конденсаторов увеличилась более чем в 2,5 раза.

На рис. 5 представлены гистограммы интенсивностей отказов всех конденсаторов в преобразователе.



Рис. 5. Гистограмма интенсивности отказов конденсаторов в разработанном преобразователе при использовании электролитических конденсаторов

Здесь СЗ и С10 – электролитические конденсаторы входного и выходного фильтров соответственно. Их интенсивность отказов превышает в 10–20 раз интенсивность отказов самых «нагруженных» неэлектролитических конденсаторов.

На рис. 6. изображен макет разработанного преобразователя. Все используемые в нем электронные компоненты имеют категорию качества «ВП».

Пленочные конденсаторы с номинальной емкостью и рабочим напряжением, таким же, как и у электролитического, будут значительно их превышать по габаритным показателям. Как видно из рис. 6, пленочные конденсаторы занимают значительную часть печатной платы разработанного источника питания.



Рис. 6. Макет разработанного преобразователя

Заключение

1. Количественно определено, что применение пленочных конденсаторов вместо электролитических повышает наработку до отказа и надежность в целом. В частности, в разработанном преобразователе гамма-процентная наработка до отказа составляет 57 370 ч. При введении электролитических конденсаторов она снижается до 47 880 ч, что ниже на 16,5%.

2. В данном преобразователе большое влияние на снижение надежности также оказывают резисторы, в связи с чем необходимо оптимизировать схему преобразователя путем уменьшения их количества и снижения коэффициента нагрузки по мощности.

Литература

1. Han L. An Accelerated Test Method for Predicting the Useful Life of an LED Driver/ L. Han, N. Narendran // Journal IEEE Transaction on Power Electronics. – 2011. – Vol. 26, No. 8. – PP. 2249–2257.

2. Боровиков С.М. Расчет показателей надежности радиоэлектронных средств: учеб.-метод. пособие / С.М. Боровиков, И.Н. Цырельчук, Ф.Д. Троян. – Минск: БГУИР, 2010. – 68 с.

 Надежность электрорадиоизделий: справочник. – М.: МО РФ, 2006. – 641 с.

УДК 621.316.722.1

О.Б. Тохтаров, С.Г. Михальченко

Однотактный непосредственный преобразователь напряжения повышающего типа с широтно-импульсной модуляцией

Представлена имитационная модель однотактного непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа с широтно-импульсной модуляцией с замкнутой обратной связью в компьютерной среде моделирования электронных схем SwitcherCAD/LTSpice.

Ключевые слова: широтно-импульсная модуляция, повышающий преобразователь, имитационная модель.

Разработка имитационной модели однотактного непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа с ШИМ позволяет лучше понять реальную систему, а также использовать модель для анализа переходных процессов: определить длительность периода, рассчитать настройки и регулировки, рассмотреть режимы практической эксплуатации реальной системы, модель можно использовать в качестве средства обучения при работе с реальной системой.

Основные параметры элементов модели преобразователя повышающего типа с ШИМ

Расчет основных параметров элементов повышающего преобразователя с ШИМ известен и описан в [1, 2]. При заданных входных параметрах эффективное значение напряжения источника питания

[3] $E = 120 \text{ B} \pm 10\%$, мощность нагрузки P = 330 Br, выходное напряжение U = 220 B, коэффициент пульсаций выходного напряжения $k \le 7\%$, частота работы преобразователя $f = 50 \text{ к}\Gamma \text{ц}$, рассчитаны следующие параметры элементов: индуктивность дросселя преобразователя $L = 0,25 \text{ м}\Gamma \text{н}$, выходная емкость $C = 40 \text{ мк}\Phi$, максимальный ток ключевого элемента $I_{\text{VT}} = 4,5 \text{ A}$, максимальное напряжение ключевого элемента $U_{VT} = 242 \text{ B}$.

Расчет параметров входного выпрямителя и входного сглаживающего фильтра подробно описан в [1, 4]. Полученные емкость и индуктивность входного фильтра соответственно равны $L_{\phi} = 8$ мГн, $C_{\phi} = 33$ мкФ, напряжение на одном диоде мостового выпрямителя $U_{\rm VD} = 371$ В и ток $I_{\rm VD} = 1,4$ А.

Обобщённая схема замещения преобразователя повышающего типа с ШИМ

На рис. 1 представлена схема замещения, отражающая основные физические свойства замкнутой системы регулирования.

На данном рисунке отражаются основные физические свойства замкнутой системы регулирования повышающего преобразователя с ШИМ. Входное переменное напряжение питания подается на выпрямитель (В) и сглаживающий фильтр (Ф). Полученное постоянное напряжение, пройдя через преобразователь, повышается до заданного значения.

Выходное напряжение повышается в β раз до уровня напряжения сигнала управления (U_y). Далее

 U_y и повышенное выходное напряжения вычитаются между собой, считается разность и увеличивается в а раз полученная разница, формируется сигнал ошибки (U_{out}). Коммутационная функция (K_f), реализующая ШИМ, формируется в результате наложения сигнала развертывающего напряжения (ГРН) и сигнала ошибки (U_{out}). K_f подается на драйвер (Д), который управляет ключевым элементом.



Рис. 1. Обобщенная схема повышающего преобразователя с ШИМ

Имитационная модель повышающего преобразователя повышающего типа с ШИМ

Для исследования процессов, протекающих в преобразователе повышающего типа с ШИМ, была разработана компьютерная модель в программном пакете SwitcherCAD/LTspice [5]. Графическое отображение компьютерной модели представлено на рис. 2.



Рис. 2. Модель однотактного непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа с широтно-импульсной модуляцией при питании от источника переменного тока

В качестве входного источника питания применяется функционально задающийся источник напряжения B6, напряжение которого задано уравнением V=230*sqrt(2)*sin(2*pi*50*time). Входной выпрямитель представляет собой диодный мост, собранный на идеальных диодах D1–D4. Входной сглаживающий фильтр представлен дросселем L1=8 мГн и конденсатором C1=33 мкФ. Ключевой элемент представлен идеальным ключом S2 с параметрами заданной директивой «.model S2 SW(Ilimit=500 Ron=0.0001p Roff=10000Meg Vt=5 Vh=0 Lser=0)». R3=225 Ом – резистор, представляющий эквивалентное сопротивление нагрузки. Источник B11 создает усиленный сигнал ошибки обратной связи.

Источник ВЗ является генератором линейно нарастающего пилообразного напряжения или ГРН, необходимый для формирования и корректировки ШИМ.



Рис. 3. Модель генератора пилообразного напряжения

Систему управления можно описать следующим образом.

Источник B9 задается уравнением V=alp*(V(out3)/22+Uy). В данном уравнении запись V(out3)/22+Uy – означает снятие напряжения с выхода преобразователя, уменьшение его в β =29 раз

для согласования с сигналом управления, и прибавление сигнала управления, т.к. уменьшенный в β раз сигнал отрицательный. Затем полученный сигнал в α =alp=200 раз пропорционально увеличивается. На выходе В11 формируется сигнал ошибки. Источник В3, показанный на рис. 3, формирует линейно нарастающее напряжение уравнением V=5*((time*fg)–floor(time*fg)), где fg – частота преобразования или частота ШИМ, time – текущее время моделирования, floor – функция целого числа.

В источнике B2-9 формируется сигнал ШИМ для управления ключевым элементом. Оно задается

sgn(min (V(err inv), уравнением V= 5*(1+ 5*gam) – V(pila))). Функция min(V(err inv), 5*gam) производит выбор меньшей величины. В ней сравнивается усиленный сигнал ошибки и относительная длительность открытого состояния ключа, увеличенная в 5 раз. Затем выбранный меньший сигнал сравнивается с сигналом ГРН. В момент, когда уровень ГРН выше сигнала ошибки, функция sgn() возвращает число «-1», когда уровень ГРН ниже сигнала ошибки, функция sgn() возвращает число «+1». Далее происходит сложение с «1» и увеличение сигнала в 5 раз. Таким образом, источник выдает либо 0 В, либо 10 В.



XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.



Рис. 6. Пульсации выходного тока

Когда сигнал ошибки (Os_boost) становится больше 5gam, ШИМ модулируется при пересечении 5gam и напряжения пилы [V(pila)], ограничение происходит по 5gam. Когда сигнал ошибки (Os_boost) больше нуля и меньше 5gam, ШИМ модулируется при пересечении сигнала ошибки (Os_boost) и напряжения пилы [V(pila)]. Когда сигнал ошибки становится меньше нуля, сигнал ШИМ не производится.

Результаты моделирования

Как видно из рис. 4 время переходного процесса составляет t = 220 мс, перерегулирование составляет $\sigma = 26\%$.

Заключение

Разработанная имитационная модель однотактного непосредственного преобразователя напряжения повышающего типа с широтно-импульсной модуляцией позволила оценить работоспособность алгоритма формирования коммутационной функции, рассмотреть основные процессы, протекающие в преобразователе, а также подтвердить правильность рассчитанных параметров элементов схемы.

Литература

1. Китаев В.Е. Расчет источников электропитания устройств связи: учеб. пособие для вузов / В.Е. Китаев, А.А. Бокуняев, М.Ф. Колканов; под ред. А.А. Бокуняева. – М.: Радио и связь, 1993. – 232 с.

2. Семенов В.Д. Энергетическая электроника: учеб. пособие / В.Д. Семенов, Б.И. Коновалов, А.В. Кобзев. – Томск: ТУСУР, 2010. – 164 с.

3. ГОСТ 29322–2014 (IEC 60038:2009) Напряжения стандартные. – Взамен ГОСТ 29322–92; введен 2015.10.1. М.: Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии, 2015. – 13 с.

4. Коновалов Б.И. Основы преобразовательной техники: учеб.-метод. пособие для студентов заочного ф-та специальности «Промышленная электроника» / Б.И. Коновалов, В.С. Мишуров, В.Д. Семенов. – Томск: ТУСУР, 2006. – 97 с.

5. Володин В.Я. LTspice: компьютерное моделирование электронных схем. – СПб.: БХВ-Петербург, 2010. – 400 с.

УДК 621.314.58

И.В. Калашников, В.В. Сеченов, К.В. Аржанов

Устройство бесперебойного питания для аппаратуры связи по высоковольтным линиям электропередач

Приведены результаты разработки устройства бесперебойного питания аппаратуры связи по ЛЭП с возможностью использования различных типов аккумуляторов. Разработанное устройство позволяет обеспечить бесперебойную работу средств на необслуживаемых пунктах управления, а также увеличить ресурс аккумуляторных батарей за счет применения интеллектуального алгоритма заряда с постоянным контролем параметров заряда. Ключевые слова: АКБ, ЛЭП, устройство заряда, микроконтроллер.

Для организации линейно-эксплуатационной связи по высоковольтным линиям электропередач (ВЛ) между структурными подразделениями пред-

приятий электроэнергетики и электрификации, расположенными в труднодоступных и малоосвоенных районах, а также для организации связи с подвиж-

ными обслуживающими бригадами используется комплекс оборудования «Трасса» [1]. Труднодоступность объектов, на которых установлено данное оборудование связи, потребовала создания полностью автоматической системы электропитания. Проблема состоит в большом наборе типов аккумуляторов, находящихся в эксплуатации на подстанциях и привозимых на замену.

Решением этой задачи является создание универсального блока питания БП-12-10, позволяющего выбирать тип аккумулятора – кислотный (К) [2] или щелочной (Щ) [3] – и программно задавать алгоритм и ток заряда в соответствии с типом аккумулятора. Понятие кислотного и щелочного типа аккумулятора условно и определяется уставками программы и надписями на переключателе типа аккумулятора на блок питания (БП), сделанными для удобства работы пользователя. При изменении вышеупомянутых уставок аккумуляторы могут быть любыми, но формально тип 1 является щелочным, а тип 2 кислотным.

Существует два способа заряда аккумулятора: постоянным током и постоянным напряжением. В данном случае был выбран заряд постоянным током, что позволяет безопасно заряжать глубоко-разряженные аккумуляторы, так как ток заряда ограничен. Ток заряда I_3 устанавливается пользователем программным способом с любым шагом, в БП 12-10 $I_3 = 2,5$ А или $I_3 = 5$ А. Тип аккумулятора (К или Щ) задается пользователем с помощью переключателя, расположенного на передней панели БП.

Микроконтроллер служит для управления блоком питания, обеспечения проверки и уровня заряда аккумулятора, контроля и индикации режимов работы и аварий, а также для измерения напряжений в основных точках посредством встроенного аналогово-цифрового преобразователя (АЦП).

Для контроля напряжений БП предусмотрено 4 измерительных цепи:

1. Для контроля исправности предохранителя – измеряется напряжение на выходных клеммах.

2. Для определения наличия аккумулятора, уровня напряжения на нем и процесса заряда – измеряется напряжение на клеммах аккумулятора.

3. Для реализации токовой защиты – измеряется ток и напряжение на выходе стабилизатора.

 Для определения перенапряжения питающей сети – измеряется напряжение на выходе удвоителя напряжения.

Для обслуживания и автоматического заряда аккумулятора в блоке питания предусмотрены два набора констант в зависимости от типа аккумулятора (щелочной или кислотный):

 $U_{\rm ak_makc}$ – напряжение, соответствующее заряженному аккумулятору (автоматический заряд аккумулятора происходит до достижения данного значения напряжения);

 $U_{\rm ak_MH}$ – напряжение, определяющее включение режима заряда аккумулятора (заряд включается при $U_{\rm ak_tekyщee} < = U_{\rm ak_MH}$).

 $U_{\rm ak_{kput_Muh}}$ – минимальное напряжение на аккумуляторе, по достижении которого при длительном разряде аккумулятор отключается от нагрузки $(U_{\rm ak\ rekyute} < U_{\rm ak\ kput})$.

 $U_{a\kappa_{kput_{Makc}}}^{-}$ напряжение, на клеммах аккумулятора, равенство или превышение которого говорит о неподдерживаемом типе аккумулятора – (аккумулятор не обслуживается и не подключается к нагрузке при аварии сети).

 $T_{\rm ак_норм}$ – период тестирования незаряжаемого аккумулятора при наличии сети с подключением нагрузки. Если сеть 220 В отсутствует, т.е. устройство питается от аккумулятора, тестирование происходит постоянно без подключения дополнительной нагрузки.

 $T_{\text{ак}_\text{заряд}}$ – период тестирования аккумулятора во время заряда с подключением нагрузки.

Напряжение окончания заряда может измениться во время эксплуатации аккумулятора, так как окончание заряда происходит либо по достижению этих значений, либо по отсутствию градиента напряжения на аккумуляторе. В этом случае критерий окончания заряда следующий – за период Так заряд напряжение на аккумуляторе изменилось менее чем на 0,05 В. Так как в основном заряд происходит без оператора, при неисправности аккумулятора (превышение срока нормальной эксплуатации, неисправность одной из «секций» и т.д.) максимальное напряжение, до которого его можно зарядить, падает до некоторого напряжения – U_x. При продолжении заряда до U_{ак макс} происходит выкипание электролита и разрушение аккумулятора. Чтобы устранить эту неисправность, был введен градиент напряжения. $U_{\rm x} < U_{\rm ak\ Makc}$ – заряд будет продолжаться не до величины U_{ak_makc} , а некоторой величины U_x . Данный критерий введен также для корректной работы с частично неисправными аккумуляторами, которые невозможно зарядить до штатного уровня напряжения.

Параметр $U_{\text{ак_крит_макс}}$ является общим для обоих типов аккумуляторов.

Значения вышеуказанных констант по умолчанию приведены в таблице. Константы могут быть изменены программно пользователем, т.к. со временем реальные значения параметров аккумулятора изменяются.

Наименование	Щелочной Кислотный			
$U_{\rm ak\ hom}$	17 B	13,8		
U _{ак мин}	12,4 B	12,5		
U _{ак крит мин}	10 B	11,9		
U _{ак крит макс}	18 B			
<i>Т</i> _{ак норм}	60 мин			
Т _{ак заряд}	20 мин			

Параметры состояния аккумулятора

Проверка обслуживаемого аккумулятора производится следующим образом:

Постоянно контролируется наличие аккумулятора и отсутствие перенапряжения ($U_{\rm ak_kput_мuh}$) на его клеммах. Данная проверка производится на ненагруженном аккумуляторе и не зависит от состояния сети 220 В.

Циклически с периодом $T_{a\kappa_hopm}$ происходит тестирование аккумулятора для проверки необходимости заряда аккумулятора. Если заряд аккумулятора разрешен и сеть 220 В в норме, то эта проверка происходит при токе нагрузки 2,5/5 А. В остальных случаях измерения происходят на холостом ходу для исключения дополнительного разряда аккумулятора.

При разряде аккумулятора до уровня $U_{\rm ak_MH}$ и разрешенном заряде БП включает режим заряда аккумулятора (при наличии допустимого напряжения сети) током, определяемым положением переключателя «Ток заряда». Циклически с периодом $T_{\rm ak_3аряд}$ производится тестирование аккумулятора при токе нагрузки 2,5–5 А.

При заряде аккумулятора до уровня $U_{\rm ak_hom}$ режим заряда отключается (т.е. аккумулятор в норме) и БП переходит в исходное состояние. Окончание заряда может произойти также до достижения уровня $U_{\rm ak_hom}$ при срабатывании критерия градиента заряда.

При длительном отсутствии напряжения в сети либо нахождении его не в заданном диапазоне при работе БП от аккумулятора последний может разрядиться до уровня $U_{\rm ak_kput_миh}$, т.е. когда дальнейший его разряд будет приводить к необратимым процессам либо питание оборудования таким пониженным напряжением не имеет смысла.

Поведение БП в данном случае зависит от напряжения сети: если напряжение сети отсутствует или занижено, то питание нагрузки отключается от аккумулятора и переключается на сеть, т.е. нагрузка не питается или выходное напряжение не удовлетворяет требованиям соответственно. Если напряжение сети превышает верхний предел допустимого, то нагрузка продолжает питаться от аккумулятора до устранения перенапряжения. В этом случае вступает в силу критерий безопасности нагрузки как более дорогостоящего оборудования, чем аккумулятор. БП переходит в режим ожидания, периодически проверяя наличие напряжения в сети. При восстановлении напряжения на входе БП включает режим заряда.

Основой системы обслуживания аккумулятора является реверсивный программируемый источник тока с измерительными цепями напряжения аккумулятора, структурная схема которого представлена на рис. 1.

На рис. 1 приняты следующие обозначения:

Реверсивный стабилизатор тока – стабилизатор тока заряда (разряда), управляемый напряжением.

Датчик напряжения – устройство для измерения напряжения аккумулятора посредством АЦП.

АЦП – аналого-цифровой преобразователь для измерения напряжения аккумулятора и других контролируемых узлов.

Микропроцессор – арифметико-логическое устройство для управления и обработки данных.

ШИМ – устройство широтно-импульсной модуляции служит для формирования импульсов управляющего напряжения.

ФНЧ – фильтр низких частот выделяет постоянную составляющую управляющего напряжения.

 $U_{\rm вып}$ – напряжение с выпрямителя около 27 В.

*I*₃, *I*_{раз} – ток заряда и разряда аккумулятора.

*U*_{акк} – напряжение аккумулятора.

К_{зап} – коэффициент заполнения импульса.

*U*_v-управляющее напряжение.



Рис. 1. Структурная схема управляемого источника тока

На рис. 2 приведена фотография разработанного блока питания БП-12-10.



Рис. 2. Блок бесперебойного питания БП-12-10

Заключение

В результате исследований разработаны устройства бесперебойного питания аппаратуры связи по ЛЭП с возможностью использования различных типов аккумуляторов. Разработанные устройства позволяют обеспечить бесперебойную работу средств на необслуживаемых пунктах управления, а также увеличить ресурс аккумуляторных батарей за счет применения интеллектуального алгоритма заряда с постоянным контролем параметров заряда.

Литература

1. Аппаратура связи «Трасса-СМ» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://niitomsk.ru/trassa_sm.html свободный (дата обращения: 12.06.2017).

2. Хрусталёв Д.А. Аккумуляторы. – М.: Изумруд, 2003.

3. Рыжавский Г.Я. Измерения при наладке ВЧ-каналов связи по линии высокого напряжения. – М.: Энергоатамиздат, 1989. УДК 621.311.69

Д.Б. Бородин, С.С. Тюнин, В.А. Кабиров, В.Д. Семёнов

Имитационная модель вольтодобавочного варианта схемы преобразователя Вейнберга*

Рассмотрен принцип работы и представлены результаты имитационного моделирования вольтодобавочной схемы преобразователя Вейнберга.

Ключевые слова: источник питания, имитационная модель, преобразователь Вейнберга.

В системах автономного электроснабжения зарубежных космических аппаратов (СЭС КА) довольно широко применяется [1, 2] так называемая схема Вейнберга (Weinberg converter), которая в русскоязычной литературе практически не исследовалась.

Поэтому целью данной статьи является представление этой схемы широкой студенческой и научной аудитории, а также изучение её высоких энергетических характеристик на разработанной имитационной модели с целью дальнейшего применения.

Требуемые технические параметры

Свойства схемы в частном случае обсуждаются применительно к заданным техническим требованиям, приведенным в табл. 1. Таблипа 1

Технические параметры преобразователя				
Входное напряжение, В	55			
Выходное напряжение, В	100			
Выходной ток, А	12			
Частота, Гц	100000			
Выходная мощность, кВт	1,2			
КПД, %	>97			

Схема вольтодобавочного преобразователя Вейнберга представлена на рис. 1 и состоит из двухтактного преобразователя со средней точкой первичной обмотки трансформатора, в первичную цепь которого включена первая обмотка двухобмоточного дросселя L1, и L2, вторичная обмотка которого через диод VD1 соединена с выходной шиной. Двухтактный преобразователь выполнен на транзисторных ключах VT1 и VT2, истоки которых соединены с общей шиной, а стоки - с выводами первичной обмотки TV1.1 и TV1.2 соответственно. Кроме того, стоки обоих транзисторов через диоды VD2 и VD3 также подключены к выходной шине, конденсатору С1 и сопротивлению нагрузки R.







Временные диаграммы работы преобразователя представлены на рис. 2. Следует отметить, что эта схема может работать в двух режимах непрерывного тока. Первый режим работы при у ≤ 0,5, а второй – при $\gamma \ge 0.5$. Во втором режиме работы диод VD1 не включается и преобразователь работает как преобразователь повышающего типа без дополнительного канала поступления энергии в нагрузку.

Описание принципа работы преобразователя Для описания принципа действия данного пре-

образователя на периоде его работы можно выделить четыре интервала времени:

Интервал 1: транзистор VT1 открыт, транзистор VT2 закрыт.

Эквивалентная схема работы преобразователя и направления протекания токов в элементах схемы на интервале 1 представлены на рис. 3.

В открытом состоянии транзистора VT1 ток дросселя L1, являющийся током аккумуляторной

батареи I_{AG} , протекает через обмотки трансформатора TV, включенного по схеме автотрансформатора. При равном числе витков обмоток трансформатора половина этого тока протекает через обмотку TV1.1 и транзистор VT1, а вторая половина тока передается в нагрузку через обмотку трансформатора TV1.2 и диод VD3.



Рис. 3. Эквивалентная схема преобразователя на первом интервале времени

Интервал 2: транзисторы VT1 и VT2 закрыты, диод VD1 открыт.

Эквивалентная схема преобразователя и направления токов в элементах схемы на интервале 2 представлены на рис. 4.



Рис. 4. Эквивалентная схема преобразователя на второ. интервале времени

На этом интервале времени ток дросселя L1, он же ток аккумуляторной батареи I_{A5} , протекает через обе обмотки магнитосвязанного дросселя L1 и L2, диод VD1 в нагрузку. Обмотки трансформатора TV1.1 и TV1.2, отключенные от источника питания и нагрузки, могут влиять на электромагнитные процессы в схеме только на уровне паразитных емкостных связей. Ток индуктивности L1 при включении диода VD1 скачкообразно изменяется, уменьшаясь в два раза, если обмотки дросселя имеют равное число витков. Протекание тока через обмотки трансформатора возможно только через паразитные емкости реальных полупроводниковых элементов.

Интервал 3: транзистор VT1 закрыт, транзистор VT2 открыт, диод VD2 открыт.

Эквивалентная схема преобразователя и направления токов в элементах схемы на интервале 3 представлены на рис. 5.



Рис. 5. Эквивалентная схема преобразователя на третьем интервале времени

Работа преобразователя на интервале 3 аналогична его работе на интервале 1, только теперь ток дросселя L1 (он же ток аккумуляторной батареи I_{Ab}) делится пополам, протекает через обмотку TV 1.2, и, трансформируясь в обмотку TV 1.1, через диод VD2 поступает в нагрузку. Токи в обмотках трансформатора по отношению к токам на интервале времени 1 имеют обратное направление, что обеспечивает работу трансформатора в двухтактном режиме.

Основные расчётные соотношения

Для вычисления индуктивностей, входящих в имитационную модель преобразователя, зададимся максимальными пульсациями тока дросселя (при $\gamma = 0,5$), не превышающими 20% от максимального выходного тока, а в качестве сердечника для дросселей и трансформаторов будем использовать феррит ELP38 марки N87 [3].

Т	а	б	Л	И	Ц	а	2
---	---	---	---	---	---	---	---

Параметры сердечника				
Площадь окна магнитопровода <i>S</i> , мм ²	192			
Индукция насыщения В, Тл	0,3			
Величина индуктивности на виток A _L без зазора, нГн	7200			
Величина индуктивности на виток A_{L1} с зазором (зазор 0,12 мм), нГн	1700			

Индуктивность дросселей рассчитывается по следующей формуле [3]

$$L_{1,2} = \frac{U_{\text{Bbix}}}{4 \cdot \Delta i \cdot 2f_{\text{HD}}} \cdot (\frac{2 \cdot \gamma}{1 + \gamma} - \gamma) =$$

$$=\frac{100}{4\cdot 0, 2\cdot 12\cdot 2\cdot 100000}\cdot (\frac{2\cdot 0, 5}{1+0, 5}-0, 5)=14,9 \text{ MK}\Gamma\text{H}.$$
 (1)

Число витков дросселей:

$$W_{L1,2} = \sqrt{\frac{L}{A_{L1}}} = \sqrt{\frac{14,9 \cdot 10^{-6}}{1700 \cdot 10^{-9}}} = 3$$
 витка. (2)

Число витков трансформатора TV1

$$W_{TV1} = \frac{U_{\text{Bbix}}/2}{2 \cdot B \cdot S \cdot f_{\text{np}}} = \frac{50}{2 \cdot 0.3 \cdot 192 \cdot 10^{-6} \cdot 100000} \approx 5 \text{ витков.}$$

(3)

Индуктивность обмоток трансформатора

$$L_W = A_L \cdot W_{TV1}^2 = 7200 \cdot 10^{-9} \cdot 25 = 135 \text{ мкГн.}$$
(4)

Имитационная модель преобразователя

Имитационная модель преобразователя представлена на рис. 6.



Рис. 6. Имитационная модель преобразователя Вейнберга

В данной модели использовались параметры реальных электромагнитных элементов и SPICEмодели реальных полупроводниковых элементов, представленных в табл. 3.

Таблица 3

	1 4 0 11 11 4 4 5			
Параметры моделирования преобразователей				
Диоды VD1, VD2, VD3	MBR20200			
Транзисторы VT1, VT2	IRFP4768			
Коэффициент связи двухобмоточного дросселя L1–L2	0,99			
Коэффициент связи трансформатора TV1	0,99			

Полученные осциллограммы представлены ниже.



На основании результатов моделирования, приведённых на рис. 7–10, можно говорить об адекватности имитационной модели и возможности дальнейшего исследования.



На рис. 11 представлена зависимость КПД преобразователя Вейнберга от выходной мощности.

Колебания тока в дросселях объясняются наличием паразитных параметров реальных полупроводниковых элементов, которые вступают в резонанс с остальными элементами схемы.

Выводы

Зависимость, представленная на рис. 11, показывает, что данное решение удовлетворяет предъявляемым требованиям и перспективно для применения, диапазоне больших мощностей.

Работа выполнена на основании договора между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015 г. № 02.G25.31.0182.

Литература

1. Weinberg A.K., Boldo P. Rueda. A High Power, High Frequency, DC to DC Converter for Space Applications //

Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE. – Vol. 2. – PP. 1140–1147 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://scihub.cc/10.1109/pesc.1992.254756.

2. Maset E., Ferreres A., Ejea J.B. et al. 5kW Weinberg Converter for Battery Dischargingin High-Power Communications Satellites // IEEE PESC Conf. – 2005. – PP. 69–75 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1581604/

3. Сердечник ELP 38 datasheet [Электронный реcypc]. – Режим доступа: https://www.epcoschina.com/inf/80/db/ fer/elp_38_8_25.pdf

4. Maset E., Ferreres A., Ejea J.B. et al. High-Efficiency Weinberg Converter for BatteryDischarging in Aerospace Applications // IEEE PESC Conf. – 2006. – PP. 1510–1516 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1620740/

УДК 621.382.41

Б.И. Авдоченко, Г.Ф. Карлова, А.М. Цырендоржиева

Датчик слабых магнитных полей на основе эффекта Холла

Представлены результаты исследований структур, на основе которых изготовлены преобразователи Холла и вольт-амперных характеристик полученных образцов. Электрофизические параметры и ВАХ эпитаксиальных структур арсенида галлия с тонким активным слоем, выращенных на полуизолирующей подложке, определяются наличием глубоких уровней на границе плёнка-подложка. Предложена конструкция преобразователя Холла, обеспечивающая низкие остаточные напряжения.

Ключевые слова: преобразователь Холла, эпитаксиальная плёнка, вольт-амперная характеристика, граница плёнка–подложка, конструкция преобразователя, остаточное напряжение.

Датчики магнитного поля имеют широчайшее применение в автомобильной электронике, в электротехнике, в горной промышленности, в медицинской, военной и космической технике. Широта областей применения обусловливает разработку датчиков с различной чувствительностью, различной стойкостью и различной конструкцией.

В данной работе представлены результаты исследований структур, на основе которых изготовлены преобразователи Холла (ПХ), вольт-амперных характеристик (ВАХ) полученных образцов и показана возможность оптимизации конструкции ПХ, обеспечивающей низкие остаточные напряжения.

В разработке ПХ на основе арсенида галлия использовались структуры $n_i - n_5 - n - n^+$ -типа. Слои, легированные серой, выращены хлоридным методом газофазной эпитаксии. Концентрация носителей заряда в n-слое толщиной от 0,3 до 1,6 мкм изменялась от 5·10¹⁵ до 10¹⁷ см⁻³. Толщина контактного n^+ -слоя составляла 0,3÷0,4 мкм, концентрация $n^+ = 1 \cdot 10^{18}$ см⁻³. Подложка n_i была полуизолирующей, толщина буферного слоя (n_6) составляла 3 мкм.

Кристаллы датчиков с планарной конструкцией активной *n*-области изготавливались по технологии полевых транзисторов на основе арсенида галлия. Омические контакты формировались путём напыления сплава (Au-Ge)+Ni с последующим вжиганием.

Изоляция активных областей осуществлялась имплантацией водорода. Для разделения пластин на отдельные кристаллы использовали лазерное скрабирование. Кристаллы размещались на керамическом металлизированном основании и после разварки выводов заливались компаундом.

Так как напряжение Холла обратно пропорционально толщине (1/d) [1], то основным условием реализации высокочувствительных преобразователей Холла является изготовление эпитаксиальных плёнок с малой толщиной. Но при выращивании тонких слоёв возникают проблемы, связанные с границей плёнка–подложка [2]. Граница полупроводниковый эпитаксиальный слой арсенида галлия – полуизолирующая подложка GaAs представляет собой невидимую часть планарных полупроводниковых приборов. Особенности этой границы существенно влияют на наиболее важные параметры дискретных приборов и интегральных схем.

Для изучения влияния на полученные зависимости глубоких центров на границе плёнка–подложка исследуемые структуры помещались в СВЧ-резонатор отражательного типа, работающий на частоте 38 ГГц. Измерение проводимости при освещенности структуры со стороны плёнки (или подложки) светодиодами видимого диапазона излучения и приложении смещения к n^+ -n- или n- n_i -переходу фиксировалось по пропорциональному изменению отра-

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

228

жённой от резонатора СВЧ-мощности. Типичная картина представлена на рис. 1. Из неё следует, что длинновременная релаксация фотопроводимости связана с перезарядкой глубокого уровня (ГУ), расположенного в *n*–*i*-переходе. Освещение (инжекция в *n*–*n_i*-переход дырок) вызывает его перезарядку.



Рис. 1. Фотоответ от структуры для различных напряжений при прямом (верхние кривые) и обратном (нижние кривые) смещении

Один из возможных механизмов образования аномальной области связан с возникающими на границе раздела механическими напряжениями. Напряжения могут быть вызваны как наличием на исходной подложке прогиба, так и разницей постоянных решётки подложки и слоя [3]. Известно, что рост кристаллов в условиях напряжения приводит к образованию скопления примесных атомов и вакансий. Другой механизм образования аномальной области может быть обусловлен деструкцией поверхности, находящейся при высокой температуре перед началом процесса выращивания вследствие испарения мышьяка.

На всех исследованных образцах измерялись вольт-амперные характеристики (ВАХ). Типичный вид ВАХ представлен на рис. 2.



Они линейны лишь до некоторого значения U_n , которому соответствует предельный ток I_n . При $U > U_n$ ВАХ выходит, как правило, на насыщение, причём участок насыщения наступает тем раньше, чем меньше величина $(n \cdot d)$. Это может быть обусловлено влиянием эффекта обратного управления по подложке, а также влиянием ловушек на поверхности активного слоя [4]. На границе активного слоя с подложкой существует обеднённый основными носителями заряда слой конечной толщины. Толщина слоя зависит от концентрации глубоких центров в подложке.

Зависимость *I* от *U* можно объяснить, если представить модель данной системы как МДПструктуру. При подаче напряжения на токовые контакты часть электронов из активной области под действием диффузии через подложку попадает на металл, который вследствие этого заряжается отрицательно. Отрицательный заряд на металле компенсируется положительными ионами в полупроводнике, которые образуют область обеднения, распространяющуюся вглубь полупроводника. Причём чем больше входное напряжение, тем больше область обеднения и сопротивление образца. Максимальную ширину области обеднения, без учёта тока электронов через барьер Шоттки, смещённый в запорном направлении, можно оценить по формуле [1]

 $d_{\text{max}} = [4kT \epsilon \epsilon_0 \ln(N_d/n_i)/q^2 N_d)]^{1/2},$ (1) где N_d – концентрация примеси при однородном легировании; ϵ – диэлектрическая постоянная GaAs; ϵ_0 – абсолютная диэлектрическая постоянная; k – постоянная Больцмана; n_i – собственная концентрация носителей заряда.

При $N_d = 6 \ 10^{15} \text{ см}^{-3}$ и T = 300 K $d_{\text{max}} = 0,5$ мкм. Ток насыщения в этом случае

$$I_{\text{Hac}} = N q A_{\text{akt}} U_{\text{Hac}}, \qquad (2)$$

где A_{akr} – толщина активной части канала. Из (1) и (2) следует, что при уменьшении концентрации примеси в активной области увеличивается d_{max} и уменьшается ток насыщения, что и наблюдалось экспериментально. Для образцов с концентрацией примеси порядка 6·10¹⁵ см⁻³ с величиной (*nd*)<6 10¹¹ см⁻² I_{Π} =2 мА, а для образцов с величиной (*nd*)<6 10¹¹ см⁻² $I_{\Pi} > 5$ мА, что согласуется с рисунком.

Важнейшими параметрами датчика магнитного поля на основе эффекта Холла являются U_x и U_{oct} – выходные напряжения на электродах Холла в магнитном поле и в отсутствие его [1]. Порог срабатывания датчика определяется отношением остаточного напряжения к выходному напряжению.

Датчик магнитного поля, разработанный в НИИПП на основе кристаллов арсенида галлия, имеет планарную конфигурацию. Простейшая эквивалентная схема преобразователя Холла в случае, когда кристалл полностью планарный (*a*), представляет собой мост сопротивлений (рис. 3, *a*) [1].

Если на вход моста подано управляющее напряжение U_1 , обеспечивающее ток I_1 , то напряжение на выходе в режиме питания от источника тока будет равно (рис. 4, *a*)

$$U_{\rm BMX} = I_1 \frac{R_1 \cdot R_4 - R_2 \cdot R_3}{R_1 + R_4 + R_2 + R_3} \,. \tag{3}$$

Для баланса моста достаточно условия $R_1 \cdot R_4 - R_2 \cdot R_3 = 0$. В идеальном случае, если

 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, $U_{\text{ост}}$ будет равно нулю. При отклонении от идеальности имеет место зависимость остаточного напряжения от управляющего напряжения или тока. Возможна компенсация $U_{\text{ост}}$ при постоянной температуре схемой включения двух идентичных кристаллов на одной подложке или включением дополнительного компенсирующего сопротивления, однако особую сложность представляет температурная компенсация.



Рис. 3. Эквивалентная схема преобразователя Холла: планарного (*a*) и с выставленными участками подложки (*б*)

Альтернативным решением задачи является изменение конструкции преобразователя Холла. В измененной конструкции кристалла удалены участки структуры за пределами активной области. В этом случае эквивалентная схема преобразователя Холла имеет вид, представленный на рис. 3, δ , и основная причина появления $U_{\rm OCT}$ тогда исключается. Необходимо устранить также операцию термокомпрессионной сварки входных и выходных выводов, которая приводит к увеличению остаточного напряжения. Необходимо также оптимизировать соединения к электрическим токовым и холловским выводам из осаждённого золота, которые привариваются к внешним выводам без нарушения кристалла.

Кроме того, для уменьшения общей толщины преобразователей Холла необходимо использовать подложку из фольгированного полиамида, толщина которого составляет 40–50 мкм. Конструкция преобразователя будет иметь в этом случае вид, представленный на рис. 4. Сверху кристалл может заливаться компаундом или помещаться в стандартный корпус типа SOT-8. Общая толщина не превышает в этом случае при заливке 1 мм, а в корпусе 1,8 мм.



Рис. 4. Конструкция преобразователя Холла на полиамидной основе с выводами в разные стороны (*a*) и в одну сторону (*б*)

Улучшение электрофизических параметров и ВАХ эпитаксиальных структур арсенида галлия с тонким активным слоем, выращенных на полуизолирующей подложке, связано с наличием глубоких уровней на границе плёнка–подложка.

Предлагаемая конструкция на полиамидной основе позволяет существенно повысить чувствительность преобразователя Холла.

Литература

1. Мирзабаев М.М., Потаенко И.Д., Тихонов и др. Эпитаксиальные датчики Холла и их применение. – Ташкент: Фан, 1986. – 215 с.

2. Баранский П.И., Беляев А.Е., Глушков Е.А., Солуха И.В. // Украинский физический журнал. – 1994. – Т. 39, №4. – С. 361–364.

3. Чернов И.А., Асанов О.М., Пороховниченко Л.П. // Изв. вузов. Физика. – 1996. – №11. – С. 112–114.

4. Шур М. Современные приборы на GaAs. – М.: Мир, 1991. – 215 с.

УДК 621.396.41

С.С. Тюнин, Д.Б. Бородин, В.А. Кабиров, В.Д. Семенов

Двунаправленные преобразователи электрической энергии в автономных системах электроснабжения

Дан анализ применения существующих схем двунаправленных преобразователей в автономных системах электроснабжения.

Ключевые слова: преобразователь электрической энергии, ШИМ, резонанс, мягкая коммутация, КПД, повышающий преобразователь, понижающий преобразователь.

Автономные системы электроснабжения космических аппаратов (СЭС КА), как правило, имеют в своем составе несколько первичных источников энергии (чаще всего солнечных батарей (БС)), один или несколько накопителей энергии в виде аккумуляторных батарей (АБ) и энергопреобразующую

аппаратуру (ЭПА), обеспечивающую на общей шине заданное качество выходного напряжения во всех режимах эксплуатации БС и АБ.

В составе ЭПА выделяют зарядные устройства (ЗУ), разрядные устройства (РУ), стабилизаторы напряжения (СН). В некоторых случаях оказывается выгодным объединить ЗУ и РУ в одно устройство, обеспечив ему способность двунаправленной передачи энергии. В зарубежной литературе [1, 2] такие двунаправленные преобразователи именуются «bidirectional converters».

Известно большое количество двунаправленных преобразователей [1–3], в том числе и двунаправленный преобразователь, применяемый в системах с потребителями переменного тока [4]. Однако мы остановимся на двунаправленных преобразователях с потребителями постоянного тока, без «явно выраженного» промежуточного преобразования постоянного напряжения в переменное.

К таким преобразователям, в первую очередь, относится классический повышающе-понижающий преобразователь, схема которого приведена на рис. 1, *a*, а временные диаграммы – на рис. 1, *б*.



повышающе-понижающего преобразователя

Функционально это повышающий преобразователь на транзисторе VT1 с диодом VD2, к которому «добавили» транзистор VT2 и диод VD1. Конструктивно транзисторы VT и диоды VD могут быть объединены или выполнены на одном кристалле, это преимущественно ничего не меняет, но сильно ухудшает динамические характеристики ключей, если в качестве диодов используются «внутренние» диоды полевых транзисторов [5, 6].



Такая двунаправленная структура имеет еще одно положительное свойство, заключенное в том, что с помощью дополнительного транзистора можно уменьшить падение напряжения на диоде, переведя транзистор в режим синхронного выпрямления [5, 6]. Однако жесткое переключение транзисторов, показанное на диаграммах тока рис. 1, δ , является существенным недостатком такой схемы. Известно много работ, посвященных мягкому переключению ключей в этой схеме. Например, в работах [5, 6] эта схема, представленная на рис. 2, снабжена дополнительным колебательным контуром, обеспечивающим режим ZVS, который принудительно выключает

для выключения основного транзистора. В работе [2] предлагается осуществление мягкой коммутации ключей за счет перевода преобразователя в режим прерывистого тока, компенсировав возросшие пульсации тока увеличением фаз преобразователя, как показано на рис. 3, *а*, *б*.

включенный диод, создавая благоприятные условия



Рис. 3. Схема двухстороннего двухфазного повышающе-понижающего преобразователя

Схема, представленная на рис. 4, двунаправленная, может работать в «обе» стороны как повышающая и понижающая, что обеспечивает ее работу в двух квадрантах внешней характеристики. В СЭС КА она, как правило, избыточна, хотя может найти применение в высоковольтных системах электроснабжения, обеспечивая согласование уровней напряжения. Широкое применение эта схема получила в гибридных автомобилях в качестве зарядно-разрядного устройства.



понижающего преобразователя

Следует заметить, что если вспомнить о необходимости ограничения тока короткого замыкания АБ, то мы придем к схеме рис. 6, когда на понижающий преобразователь возлагается только защитная функция ограничения тока. На рис. 6 представлена схемотехническое решение, обеспечивающее ограничение тока разряда АБ, а за счет прерывистого тока силовых дросселей L1, L2 обеспечивается мягкая коммутация.



Далее планируется исследовать схему во всем диапазоне нагрузок при режимах заряда и разряда АБ. Выработать эффективный алгоритм управления силовыми ключами.

Литература

1. Nguyen Anh Dung1, Pham Phu Hieu, Yao-Jing Hsieh et al. A novel low-loss control strategy for bidirectional DC–DC converter // International journal of circuit theory and applications. Int. J. Circ. Theor. Appl. (2017).

2. Xiucheng Huang, Fred C. Lee, Life Fellow et al. Frequency High Efficiency GaN-Based Interleaved CRM Bidirectional Buck/Boost Converter with Inverse Coupled In-

ductor // IEEE Transactions on Power Electronics/ DOI 10.1109/TPEL.2015.2476482.

3. Yuri Panov, Yungtaek Jang, Milan M. Jovanović, Brian T. Irving Design Optimization and Performance Evaluation of HighPower, High-Frequency, Bidirectional Buck-Boost Converter with SiC MOSFETs // Delta Products Corporation Power Electronics Lab 5101 Davis Drive, Research Triangle Park, NC 27709. – 2009. – Vol. 3.

4. Marcelo L. Heldwein, Samir A. Mussa, Ivo Barbi. Three-Phase Multilevel PWM Rectifiers Based on Conventional Bi-directional Converters // IEEE. Transactions on power electronics. 5. Тюнин С.С., Кабиров В.А., Кобзев А.В., Семенов В.А. Непосредственный понижающий преобразователь с мягким переключением и ШИМ-регулированием (ZVT-PWM) // XIII Междунар. науч.-техн. конф. АПЭП–2016. – Ч. 10. – С. 43–49.

6. Бородин Д.Б., Кабиров В.А., Винтоняк Н.П. и др. Непосредственный повышающий преобразователь с мягким переключением и ШИМ-регулированием (ZVT-PWM) // XIII Междунар. науч.-техн. конф. АПЭП-2016. – Ч. 10. – С. 36-42.

Секция 9

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

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

УДК 537.521.7

А.В. Казаков, А.В. Медовник, А.П. Андрейчик

Влияние эмиссионного электрода на электрическую прочность ускоряющего промежутка импульсного широкоапертурного плазменного источника электронов в форвакуумном диапазоне давлений

Представлены исследования влияния эмиссионного электрода на электрическую прочность ускоряющего промежутка импульсного широкоапертурного плазменного источника, генерирующего электронный пучок в форвакуумном диапазоне давлений 3–30 Па. Установлено, что увеличение размера ячеек эмиссионной сетки (электрода) приводит к снижению электрической прочности ускоряющего промежутка плазменного источника, что проявляется в существенном снижении максимального тока эмиссии электронов. Показано, что при пробое ускоряющего промежутка в оптических спектрах присутствуют линии, соответствующие материалу, из которого изготовлен сеточный электрод. Наличие данных линий свидетельствует о функционировании катодного пятна на эмиссионном электроде при пробое ускоряющего промежутка.

Ключевые слова: плазменный источник электронов, импульсный пучок электронов, дуговой разряд, пробой ускоряющего промежутка, форвакуум.

Плазменные источники электронных пучков представляют собой инструмент для обработки широкого спектра материалов [1–3]. По сравнению с источниками с термокатодами перспективность использования источников электронов с плазменными катодами обусловлена способностью плазменных источников сохранять стабильные параметры электронного пучка при повышенных давлениях рабочего газа и в присутствии агрессивных газовых сред [3, 4]. Этот аспект важен для технологического применения в процессах, которые сопровождаются интенсивным газоотделением либо требуют присутствия определенной газовой среды.

Форвакуумные плазменные источники обеспечивают генерацию электронных пучков в диапазоне давлений 3-100 Па [5], что позволяет применять данные источники для электронно-лучевой обработки различных диэлектрических материалов без использования дополнительного оборудования [6]. Это обусловлено тем, что в форвакуумном диапазоне давлений отрицательный заряд на диэлектрической поверхности компенсируется ионами из пучковой плазмы, возникающей при ионизации рабочего газа электронным пучком, и несамостоятельным разрядом, возникающим между отрицательной заряженной поверхностью и заземленными стенками вакуумной камеры [7]. Импульсные широкоапертурные плазменные источники, генерирующие электронные пучки в форвакуумном диапазоне давлений, позволяют осуществлять модификацию поверхности различных диэлектрических материалов [8].

Для технологического применения незкоэнергетичных импульсных источников важными являются максимальные (предельные) параметры, такие как ток (плотность тока) пучка, длительность импульса, энергия пучка в одном импульсе. Максимальные (предельные) параметры в основном определяются типом используемого разряда, формирующего эмиссионную плазму, и электрической прочностью ускоряющего промежутка. Использование дугового разряда с катодным пятном в форвакуумном плазменном источнике позволило увеличить максимальные ток и длительность импульсов [9]. Однако теперь максимальные параметры форвакуумного импульсного плазменного источника электронов на основе дугового разряда ограничены электрической прочностью ускоряющего промежутка, т.е. пробоем ускоряющего промежутка при генерации электронного пучка.

В отличие от вакуумного пробоя между двумя электродами [10] в плазменном источнике электронов пробой происходит под влиянием внешнего ионизатора, которым является электронный пучок, и процессов, сопряженных с генерацией электронного пучка. В форвакуумном диапазоне давлений электрическая прочность ускоряющего промежутка исследовалась для плазменных источников непрерывного электронного пучка [11] и импульсного электронного пучка малого сечения (не более 10 мм) с током эмиссии не более 10 А [12]. Однако для широкоапертурных электронных пучков с токами эмиссии в десятки и более ампер, генерируемых в форваку-

умном диапазоне давлений, этот вопрос исследован недостаточно. Одним из основных элементов ускоряющего промежутка является эмиссионный электрод, который в большой степени оказывает влияние на параметры электронного пучка. В связи с этим целью настоящей работы являлось исследование влияния эмиссионного электрода на электрическую прочность ускоряющего промежутка широкоапертурного плазменного источника при генерации импульсного электронного пучка в форвакуумном диапазоне давлений.

Экспериментальная установка и методика эксперимента

Схема экспериментальной установки по исследованию электрической прочности ускоряющего промежутка представлена на рис. 1. При проведении экспериментов использовалась электродная система импульсного широкоапертурного плазменного источника электронов на основе дугового разряда, подробное описание которого представлено в [9]. В настоящей статье приведем описание только ускоряющего промежутка источника.



Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – катод; 2 – керамический изолятор; 3 – поджигающий электрод; 4 – анод; 5 – эмиссионный электрод; 6 – ускоряющий электрод; 7 – высоковольтный изолятор; 8 – фланец вакуумной камеры; 9 – импульсный блок питания разряда; 10 – высоковольтный блок постоянного ускоряющего напряжения; 11 – коллектор; 12 – оптический зонд; 13 – оптоволокно; 14 – оптический спектрометр

Ускоряющий промежуток плазменного источника электронов образован эмиссионной сеткой 5, которая перекрывает эмиссионное окно в аноде, и сеточным ускоряющим электродом б из нержавеющей стали с размером ячеек 2,4×2,4 мм². Диаметр эмиссионного окна в аноде составляет 90 мм. В экспериментах размеры ячеек эмиссионной сетки 5, выполненной из нержавеющей стали, составляли $0,3 \times 0,3$ и $0,5 \times 0,5$ мм². В ряде экспериментов в качестве материала эмиссионной сетки использовалась медь. Протяженность ускоряющего промежутка расстояние между электродами 5 и 6 составляла 10 мм. Высоковольтный изолятор 7 обеспечивал разделение электродов ускоряющего промежутка. Перед проведением эксперимента электроды ускоряющего промежутка обезжиривались и затем «тренировались» пробоями в вакууме течение 3-4 ч.

Плазменный источник размещался на фланце 8 вакуумной камеры, которая откачивалась механическим форвакуумным насосом. Давление p = 3-30 Па регулировалось подачей рабочего газа (воздух, гелий) в вакуумную камеру. Питание дуги осуществлялось импульсным блоком питания разряда 9, обеспечивавшего ток I_d до 450 А. Длительность импульсов во всех экспериментах составляла 300 мкс. Извлечение и ускорение электронов осуществлялись высоковольтным источником 10 постоянного ускоряющего напряжения U_a. Эксперименты по исследованию пробоя ускоряющего промежутка проводились при ускоряющем напряжении $U_a = 9$ кВ. Частота следования импульсов составляла 0,1 Гц, что обеспечивало восстановление ускоряющего напряжения после пробоя ускоряющего промежутка.

Для измерения токов I_d разряда и I_e эмиссии использовались трансформаторы тока (пояса Роговского). Измерение напряжения U_a на ускоряющем промежутке осуществлялось с помощью резистивного делителя HVP–15HF (1:1000).

Регистрация пробоя ускоряющего промежутка источника электронов осуществлялась измерением напряжения U_a на ускоряющем промежутке и тока I_e эмиссии. Под пробоем ускоряющего промежутка подразумевается резкое снижение (практически до 0 В) высокого напряжения U_a между электродами 5 и 6, а также резкое кратное увеличение (до нескольких сотен ампер) тока (I_e), протекающего в цепи высоковольтного источника, с последующим снижением до 0 А за времена порядка сотен микросекунд. Другими словами, пробой ускоряющего промежутка представляет собой неконтролируемое зажигание низковольтного сильноточного разряда, который затем гаснет в течение сотен микросекунд.

При пробое ускоряющего промежутка исследовались оптические спектры излучения. Для вывода излучения из ускоряющего промежутка использовались оптический зонд 12, защищенный кварцевым стеклом, и оптоволокно 13. Регистрация и анализ оптического излучения осуществлялись с помощью спектрометра 14 «Ocean Optics 2000USB» с диапазоном длин волн 200–1100 нм. Идентификация наблюдаемых в эксперименте оптических линий излучения проводилась по [13–15].

Результаты экспериментов и их анализ

На рис. 2 представлены осциллограммы токов I_d разряда и I_e эмиссии, а также напряжения U_a на ускоряющем промежутке при нормальной генерации электронного пучка.

Оценка влияния эмиссионного электрода на электрическую прочность ускоряющего промежутка осуществлялась измерением максимального (предельного) тока I_{e-m} эмиссии электронного пучка. В качестве максимального тока I_{e-m} принималось значение тока I_e эмиссии, при котором количество пробоев ускоряющего промежутка не превышало 10% от общего числа импульсов. Зависимости максимального тока I_{e-m} эмиссии от давления p рабочего газа для эмиссионного электрода из нержавеющей

стали представлены на рис. 3 и 4. Как при использовании в качестве рабочего газа воздуха (см. рис. 3), так и гелия (см. рис. 4) увеличение размера ячеек эмиссионного электрода приводит к снижению электрической прочности ускоряющего промежутка, о чем свидетельствует снижение максимального тока I_{e-m} эмиссии. Увеличение давления p приводит к уменьшению максимального тока I_{e-m} эмиссии электронов. При этом для более крупной сетки при использовании воздуха максимальное рабочее давление p не превышает 7 Па (см. рис. 3, кр. 2). Это, очевидно, обусловлено более высоким сечением ионизации азота и кислорода, из которых преимущественно состоит воздух, по сравнению с гелием.



Рис. 2. Типичные осциллограммы напряжения U_a на ускоряющем промежутке, токов I_d разряда и I_e эмиссии



Рис. 3. Зависимость предельного тока I_e эмиссии от давления p при использовании в качестве рабочего газа воздуха. Размер ячеек эмиссионной сетки (нержавеющая сталь): $1 - 0.3 \times 0.3 \text{ мм}^2$; $2 - 0.5 \times 0.5 \text{ мм}^2$

На рис. 5 представлены оптические спектры излучения при пробое ускоряющего промежутка для эмиссионных электродов из нержавеющей стали (а) и меди (б). Соотношение газовых спектральных линий и линий излучения металла, из которого изготовлен эмиссионный электрод, рассматривалось в работе [16], в настоящей статье рассмотрим только спектральные линии металлов. При использовании эмиссионного электрода, изготовленного из нержавеющей стали (см. рис. 5, а), при пробое ускоряющего промежутка в оптическом спектре излучения присутствуют спектральные линии нейтрального железа (Fe). Присутствие различимых линий Fe обусловлено высоким процентным содержанием (порядка 70%) железа в нержавеющей стали. При использовании эмиссионного электрода из меди в спектре появляются несколько линий, соответствующих излучению нейтральных атомов Си (см. рис. 5, б).



Рис. 4. Зависимость предельного тока I_e эмиссии от давления p при использовании в качестве рабочего газа гелия. Размер ячеек эмиссионной сетки (нержавеющая сталь): $1 - 0.3 \times 0.3 \text{ мм}^2$; $2 - 0.5 \times 0.5 \text{ мм}^2$



Рис. 5. Оптические спектры излучения при пробое ускоряющего промежутка для эмиссионной сетки из нержавеющей стали (*a*) и меди (*б*). Рабочий газ – воздух

Снижение электрической прочности ускоряющего промежутка при увеличении размеров ячеек эмиссионной сетки качественно согласуется с результатами работы [11], что свидетельствует о проникновении эмиссионной плазмы в ускоряющий промежуток. Наличие спектральных линий металла при пробое ускоряющего промежутка свидетельствует о функционировании катодного пятна на эмиссионном электроде. Кроме того, использование меди приводит к снижению максимального тока эмиссии в зависимости от давления в 2 раза и более, что, повидимому, обусловлено более «легким» инициированием катодного пятна для данного материала по с равнению с нержавеющей сталью.

Заключение

Проведены исследования влияния эмиссионного электрода на электрическую прочность ускоряющего промежутка широкоапертурного плазменного источника при генерации импульсного электронного пучка в форвакуумном диапазоне давлений 3–30 Па. Установлено, что увеличение размера ячеек эмиссионного электрода приводит к снижению электрической прочности ускоряющего промежутка плазмен-

ного источника электронов, что проявляется в существенном снижении максимального тока эмиссии. Спектральные исследования показали, что при пробое ускоряющего промежутка в оптических спектрах излучения присутствуют линии, соответствующие материалу, из которого изготовлен сеточный эмиссионный электрод. Это свидетельствует о функционировании катодного пятна на эмиссионном электроде.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 16-38-00224 мол_а. А.В. Казаков является участником программы Министерства образования и науки РФ для научно-технических сотрудников на постоянной основе, проект № 3.8705.2017/7.8.

Литература

1. Крейндель Ю.Е. Плазменные источники электронов. – М.: Атомиздат, 1977. – 144 с.

2. White C.W. Laser and electron beam processing of materials / C.W. White, P.S. Peercy. – New York: Academic Press Inc., 1980. – 788 p.

3. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения / Е.М. Окс. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.

4. Leonhardt D. Generation of electron-beam produced plasmas and applications to surface modification / D. Leonhardt, C. Muratore, S.G. Walton et al. // Surf. Coat. Technol. – 2004. – Vol. 177. – PP. 682–687.

5. Зенин А.А. Генерация стационарных электронных пучков форвакуумным плазменным источником в области давлений 100 Ра / А.А. Зенин, А.С. Климов, В.А. Бурдовицин, Е.М. Окс // Письма в ЖТФ. – 2013. – Т. 39, №10. – С. 9–14.

6. Бурдовицин В.А. О возможности электроннолучевой обработки диэлектриков плазменным источником электронов в форвакуумной области давлений / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, Е.М. Окс // Журнал технической физики. – 2009. – Т. 35, № 11. – С. 61–66.

7. Burdovitsin V.A. Electron beam treatment of nonconducting materials by a fore-pump-pressure plasma-cathode electron beam source / V.A. Burdovitsin, A.S. Klimov, A.V. Medovnik, E.M. Oks // Plasma Sources Science and Technology. – 2010. – Vol. 19, No. 5. – P. 055003.

8. Казаков А.В. Модификация поверхности полимерных материалов импульсным электронным пучком / А.В. Казаков, А.С. Климов, А.В. Медовник и др. // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 4 (30). – С. 75–78.

9. Казаков А.В., Бурдовицин В.А., Медовник А.В., Окс Е.М. Форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – № 6. – С. 50–53.

10. Литвинов Е.А. Автоэмиссионные и взрывоэмиссионные процессы при вакуумных разрядах / Е.А. Литвинов, Г.А. Месяц, Д.И. Проскуровский // Успехи физических наук. – 1983. – Т. 139. № 2. – С. 265–302.

11. Бурдовицин А.В. Об электрической прочности ускоряющего промежутка плазменного источника электронов в форвакуумном диапазоне давлений / А.В. Бурдовицин, М.Н. Куземченко, Е.М. Окс // Журнал технической физики. – 2002. – Т. 72, № 7. – С. 134–136.

12. Медовник А.В. Формирование импульсного электронного пучка в системе с плазменным катодом в форвакуумной области давлений / А.В. Медовник, В.А. Бурдовицин, Е.М. Окс // Известия вузов. Физика. – 2010. – Т. 53, № 2. – С. 27–32.

13. Стриганов А.Р. Таблицы спектральных линий нейтральных и ионизованных атомов / А.Р. Стриганов, Н.С. Свентицкий. – М.: Атомиздат, 1966. – 899 с.

14. Lofthus A. The spectrum of molecular nitrogen / A. Lofthus, PP. H. Krupenie // Journal of Physical and Chemical Reference Data. – 1977. – Vol. 6, No. 1. – PP. 113–307.

15. Matsutani A. Characterization of H_2O- inductively coupled plasma for dry etching / A. Matsutani, H. Ohtsuki, F. Koyama // Journal of Physics: Conference Series. – 2008. – Vol. 100, No. 6. – P. 062022.

16. Optical radiation in breakdown of the acceleration gap of a forevacuum pressure, wide-aperture, plasma-cathode, pulsed electron source / V.A. Burdovitsin, A.V. Kazakov, A.V. Medovnik, E.M. Oks, Ia.G. Brown // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, № 4. – С. 17–19.

УДК 537.525.5

В.П. Фролова, А.Г. Николаев, Г.Ю. Юшков

Генерация пучков многозарядных ионов висмута на основе импульсной сильноточной вакуумной дуги

В физике ионных пучков актуальной задачей является получение ионов с высокими зарядовыми состояниями, так как при фиксированном ускоряющем напряжении это приводит к росту энергии ионного пучка. Зарядовые состояния ионов могут быть существенно увеличены в случае вакуумного дугового разряда с короткой длительностью импульса. Использование такого разряда с длительностью импульса менее 10 мкс и током до 10 кА позволяет получать ионные пучки с током в несколько ампер при частоте повторения импульсов до 5 импульсов в секунду. В настоящей работе приведены результаты, в которых получен пучок ионов висмута с максимальным зарядовым состоянием 17+.

Ключевые слова: вакуумный дуговой разряд, плазма, многозарядные ионы тяжелых металлов.

С помощью вакуумно-дугового ионного источника можно получать ионные пучки любого твердотельного проводящего материала [1, 2], многоэлементные ионные пучки [3] и гибридные газометаллические ионные пучки [4, 5], которые можно использовать для инжекции ионов в ускорители и модификации поверхности. Обычно такие источники генерируют пучки ионов металлов с зарядовыми

состояниями от 1+ для углерода или лития и до 5+ для тугоплавких металлов [6], среднее зарядовое состояние ионного пучка от 1+ до 3+.

Повышение зарядового состояния ионов металлов в пучке вакуумно-дугового ионного источника [7] дает возможность увеличивать энергию извлекаемых ионов без увеличения ускоряющего напряжения. Ранее было разработано и реализовано несколько методов увеличения зарядовых состояний. Среди них такие, как наложение на катодную область вакуумной дуги сильного магнитного поля [8], модуляция тока разряда [9] при инжекции в плазму плотного пучка электронов [10], дополнительный нагрев плазмы в открытой магнитной ловушке с помощью микроволнового излучения мощного гиротрона [11], а также реализация сильноточной дуги с короткой длительностью импульса [12].

В этой работе приведены результаты, полученные с использованием оптимизированного вакуумного дугового разряда короткой длительности с рекордным значением зарядового состояния пучка тяжелых ионов (висмута) до 17+.

Экспериментальная установка

Схематическая конструкция ионного источника представлена на рис. 1. Вакуумный дуговой разряд инициируется пробоем по поверхности керамики при подаче импульса высокого напряжения между катодом 1 из висмута и инициирующим электродом 3. Разряд между торцом катода с диаметром 6,25 мм и анодом 3 создается путем разрядки конденсатора. В экспериментах использовались конденсаторы емкостью 0,22, 1 и 10 мкФ, обеспечивающие импульсы тока дуги амплитудой до 10 кА при длительностях импульсов 1; 1,7 и 6 мкс соответственно. Ток разряда регулировался напряжением зарядки конденсатора, а частота следования импульсов в экспериментах составляла до 5 импульсов в секунду и была ограничена используемым источником питания.



Рис. 1. Схематическая конструкция ионного источника: *1* – катод; *2* – анод; *3* – инициирующий электрод; *4* – высоковольтный изолятор; *5* – многоапертурная трехэлектродная ускоряющее-замедляющая система

Зарядность ионного пучка диаметром 10 см, формируемого многоапертурной ускоряющей системой 5, анализировали с помощью времяпролетного спектрометра [13]. Ток ионного пучка измеряли с помощью магнитоизолированного цилиндра Фарадея. Вакуумная камера откачивалась криогенным насосом до давления 2×10⁻⁷ Торр.

Результаты и обсуждение

Как показано в работе [14], висмут является особенным материалом при использовании его в качестве катода вакуумного дугового разряда. Он имеет высокое электрическое сопротивление, что приводит к сильному омическому нагреву катода, и низкую теплопроводность, снижающую отвод тепла с поверхности катода. В результате энергия рассеивается в катодной области разряда и потоках плазмы катодного пятна.

Для случая конденсатора 1 мкФ при амплитуде импульса тока дуги около 4 кА амплитуда импульса тока извлеченных ионов, измеренная на цилиндр Фарадея, была порядка 20 мА, при этом амплитуда импульса общего тока всех ионов, извлеченных из плазмы извлекающей системой диаметром 10 см, составляла порядка 0,15 А. Длительность импульса пучка всегда была больше длительности разряда за счет разброса ионов в плазме разряда по направлениям движения и скоростям [15, 16]. Частота следования импульсов в экспериментах составляла до 5 импульсов в секунду.

Как и в работе [9], наблюдались оптимальные значения тока дуги, при которых зарядность ионного пучка, а следовательно, и ионов висмута в плазме разряда, была максимальной. При малых токах дуги мощность, вводимая в плазму разряда, была ниже и зарядность ионов в плазме не достигала оптимальных значений. Однако и при токах дуги выше оптимального значения зарядность ионов висмута также снижается, что связано с увеличением доли нейтралов в плазме дуги при плавлении поверхности катода в течение импульса разряда. Также возможно снижение зарядностей ионов висмута за счет перезарядки с атомами или ионами газа [17]. Оптимальное значение тока, при котором наблюдалась генерация ионов висмута с максимальной зарядностью, в зависимости от параметров импульса и конфигурации разрядного промежутка находилось в пределах 2,3-4,5 кА.

Масс-зарядовый спектр ионного пучка, полученный в эксперименте при оптимальном токе разряда 3,3 кА, представлен на рис. 2. Видно, что максимальная зарядность была ${\rm Bi}^{17+}$, минимальное наблюдаемое зарядовое состояние ионов – ${\rm Bi}^{9+}$, наиболее вероятное зарядовое состояние ионов – ${\rm Bi}^{12+}$, средняя зарядность ионов – $12,6^+$, также в спектре присутствуют хорошо различимые ионы примеси водорода из остаточной атмосферы вакуумной камеры. Общий ток ионов примесей составляет около 15% от общего тока ионного пучка.

Метод использования плазмы вакуумнодугового разряда с килоамперными токами и длительностью единицы микросекунд для увеличения зарядности ионов металлов относительно прост и эффективен, поэтому, является привлекательным для практического использования, в том числе осуществления ионной модификации поверхности [18].



Рис. 2. Масс-зарядовый спектр ионного пучка в случае катода из висмута, измеренный на 8-й мкс после начала импульса тока разряда. Длительность тока дуги – 1 мкс (*C* = 0,22 мкФ); амплитуда тока дуги – 3,3 кА; ускоряющее напряжение – 30 кВ, давление – 6 10⁻⁷ Торр

Заключение

Были проведены эксперименты по генерации пучков ионов висмута с высокими зарядовыми состояниями в ионном источнике, функционирующем в режиме вакуумной дуги. При оптимальных параметрах: токе дуги 3,3 кА и длительности импульса дуги 1 мкс – были получены пучки ионов висмута с максимальным зарядовым состоянием до 17+ при средней зарядности ионов в извлеченном пучке 12,6+. Эти результаты свидетельствуют о принципиальной возможности генерации ионных пучков с энергией порядка 1 МэВ при величине ускоряющего напряжения порядка 100 кВ.

Работа была выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант РФФИ № 17-08-00133-а.

Литература

1. Oks E.M. Hybrid gas-metal co-implantation with a modified vacuum arc ion source / E.M. Oks, G.Yu. Yushkov, P.J. Evans et al. // Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. B. – 1997. – Vol. 127–128. – PP. 782–786.

2. Nikolaev A.G. Vacuum Arc Gas/Metal Ion Sources with a Magnetic Field. / A.G. Nikolaev, E.M. Oks, P.M. Schanin, G.Yu. Yushkov // Review of Scientific Instruments. – 1996. – Vol. 67, No. 3. – PP. 1213–1215.

3. Юшков Г.Ю. Масс-зарядовый состав плазмы вакуумной дуги с катодом из циркония, насыщенного дейтерием / Г.Ю. Юшков, А.Г. Николаев, В.П. Фролова и др. // Письма в журнал технической физики. – 2014. – Т. 40, № 23. – С. 74–81.

4. Bugaev A.S. Current Status of the Plasma Emission Electronics: II. Hardware / A.S. Bugaev, A.V. Vizir, V.I. Gushenets et al. // Laser and Particle Beams. – 2003. – Vol. 21, No. 2. – PP. 139–156.

5. Бугаев С.П. Титан – источник газовых и металлических ионов на основе контрагированного разряда и вакуумной дуги / С.П. Бугаев, Е.М. Окс, П.М. Щанин, Г.Ю. Юшков // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 1994. – № 3. – С. 53–56.

6. Николаев А.Г. Зарядовое распределение ионов в плазме вакуумного дугового разряда в сильном магнитном поле / А.Г. Николаев, Е.М. Окс, Г.Ю. Юшков // Журнал технической физики. – 1998. – Т. 68, № 5. – С. 39–43.

7. Nikolaev A.G. Upgraded vacuum arc ion source for metal ion implantation / A.G. Nikolaev, E.M. Oks, K.P. Savkin et al. // Review of Scientific Instruments. – 2012. – Vol. 83, No. 2. – P. 02A501 (1–3).

8. Николаев А.Г. Зарядовое распределение ионов в плазме вакуумного дугового разряда в сильном магнитном поле / А.Г. Николаев, Е.М. Окс, Г.Ю. Юшков // ЖТФ. – 1998. – Т. 68, вып. 5. – С. 39–43.

9. Yushkov G. Effect of multiple current spikes on the enhancement of ion charge states of vacuum arc plasmas / G. Yushkov , E. Oks, A. Anders, I. Brown // J. Appl. Phys. – 2000. – Vol. 87, No. 12. – PP. 8345–8550.

10. Бугаев А.С. Генерация многозарядных ионов в плазме вакуумного дугового разряда / А.С. Бугаев, В.И. Гушенец, Е.М. Окс и др. // Изв. вузв. Физика. – 2001. – Т. 44, № 9. – С. 15–22.

11. Vodopyanov A.V. High current multicharged metal ion source using high power gyrotron heating of vacuum arc plasma / A.V. Vodopyanov, S.V. Golubev, V.I. Khizhnyak et al. // Rev. Sci. Instrum. – 2008. – Vol. 79, No. 2. – P. 02B304.

12. Yushkov G.Yu. Extractable, elevated ion charge states in the transition regime from vacuum sparks to high current vacuum arcs / G.Yu. Yushkov, A. Anders // Appl. Phys. Lett. - 2001. - Vol. 92. - P. 041502.

13. Бугаев А.С. Исследование ионного пучка источника «Титан» времяпролетным масс-спектрометром / А.С. Бугаев, В.И. Гушенец, А.Г. Николаев и др. // Изв. вузов. Физика. – 2000, № 2. – С. 21–28.

14. Бугаев А.С. Исследования направленных скоростей ионов в вакуумном дуговом разряде эмиссионными методами / А.С. Бугаев, В.И. Гушенец, А.Г. Николаев и др. // Журнал технической физики. – 2000. – Т. 70, № 9. – С. 37–43.

15. Nikolaev A.G. Angular Distribution of Ions in a Vacuum Arc Plasma With Single-Element and Composite Cathodes / A.G. Nikolaev, G.Yu. Yushkov, K.P. Savkin, E.M. Oks // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2013. – Vol. 41, No. 8. – Pt. 2. – PP. 1923–1928.

16. Nikolaev A.G. Angular Distribution of Ions in a Vacuum Arc Plasma With Single-Element and Composite Cathodes / A.G. Nikolaev, G.Yu. Yushkov, K.P. Savkin, E.M. Oks // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2013. – Vol. 41, No. 8. – Pt. 2. – PP. 1923–1928.

17. Anders A. Puzzling differences in bismuth and lead plasmas: Evidence for the significant role of neutrals in cathodic vacuum arcs / A. Anders, G.Yu. Yushkov // Appl. Phys. Lett. – 2007.– Vol. 91. – P. 091502.

18. G.Yu. Yushkov Plasma of Vacuum Discharges: The Pursuit of Elevating Metal Ion Charge States, Including a Recent Record of Producing Bi13+ / G.Yu. Yushkov, A. Anders, V.P. Frolova et al. // IEEE Trans. Plasma Sci. – 2015. – Vol. 43. – PP. 2310–2317.

А.П. Андрейчик, А.В. Казаков, А.В. Медовник

Параметры квазинепрерывного электронного пучка, генерируемого плазменным источником в форвакуумном диапазоне давлений

Представлены исследования влияния формы экстрактора форвакуумного плазменного источника на распределение энергии в импульсе по сечению квазинепрерывного электронного пучка. Показано, что конфигурация экстрактора оказывает заметное влияние на распределение энергии в пучке на небольших расстояниях от экстрактора (не более 130 мм), но на больших расстояниях это влияние становится менее выраженным. Отмечено, что квазинепрерывный электронный пучок сжимается при распространении.

Ключевые слова: электронный пучок, распределение плотности энергии, форвакуумный диапазон давлений, квазинепрерывный режим.

Во многих областях науки и техники поставлены задачи, успешно решить которые можно с применением универсального (благодаря большому количеству варьируемых параметров) инструмента – электронного пучка [1–3]. Он применяется для резки, плавки, сварки, модификации химических, оптических и механических свойств поверхности, инициировании химических реакций, накачке газовых лазеров и др. Именно такой широкий диапазон применений способствует развитию электроннолучевых технологий и делает вопросы генерации и транспортировки электронных пучков актуальными в настоящее время.

Применение электронных пучков, генерируемых в традиционном диапазоне лавлений $(10^{-5}-10^{-1} \text{ Па})$, имеет ряд ограничений. В частности, одно из ограничений связано с номенклатурой обрабатываемых материалов и изделий ввиду существования проблемы, связанной с зарядкой изолированной или электрически непроводящей мишени при ее облучении электронным пучком. Использование форвакуумных плазменных источников, функционирующих при давлениях 3-100 Па, для генерации как непрерывных, так и импульсных электронных пучков позволяет избежать такой проблемы и наряду с металлами обеспечивает возможность эффективной обработки диэлектриков, среди которых различные виды керамик [4], полимеров [5] и стекла [6]. В форвакууме компенсация отрицательного заряда на поверхности диэлектрика обеспечивается ионами пучковой плазмы, образуемой электронным пучком на пути его распространения, и ионами несамостоятельного разряда, возникающего между заряженной поверхностью мишени и стенками вакуумной камеры [7].

Существует ряд применений, реализация которых требует моноимпульсного воздействия на объект, для чего необходимо увеличение энергии электронного пучка в одном импульсе. Для низкоэнергетичных электронных пучков одним из способов увеличения энергии в пучке является увеличение длительности импульса до значений, которые бы обеспечили энергию, достаточную для осуществления необходимой обработки, например, тугоплавких материалов. Необходимую энергию (плотность энергии) пучка в одном импульсе можно достичь реализацией работы электронного источника в квазинепрерывном режиме, характеризующемся длительностью импульса более 1 мс. К настоящему моменту при генерации электронного пучка в форвакуумном диапазоне давлений достигнута длительность импульсов 4,2 мс (по полувысоте) [8].

Для поверхностной обработки материалов одна из основных проблем при генерации электронных пучков заключается в поиске путей обеспечения однородности распределения плотности тока и энергии в пучке по его сечению. Одним из факторов, влияющих на эти параметры, является конструкция ускоряющего промежутка электронного источника, в частности, конфигурация экстрактора (ускоряющего электрода). В связи с этим целью данной работы являлось исследование влияния конфигурации сеточного экстрактора на распределение энергии по сечению электронного пучка, генерируемого форвакуумным плазменным источником электронов на основе дугового разряда с катодным пятном в квазинепрерывном режиме работы.

Экспериментальная установка и методика эксперимента

Квазинепрерывный электронный пучок генерировался форвакуумным плазменным источником электронов на основе дугового разряда, схема которого приведена на рис. 1. Источник включал в себя медный стержневой катод 1 диаметром 5 мм и полый цилиндрический анод 2 высотой 80 мм и диаметром 100 мм. В основании анода выполнено эмиссионное окно 3 диаметром 90 мм, перекрытое мелкоструктурной сеткой из нержавеющей стали с размером ячейки 0,3×0,3 мм² и геометрической прозрачностью 60%. Катод заключен в трубчатый керамический изолятор 4. Инициирование дугового разряда осуществлялось вспомогательным разрядом по поверхности диэлектрика 4 между поджигающим электродом (триггером) 5 и катодом 1. Подачу импульсного напряжения с амплитудой до 4 кВ и длительностью импульса до 100 мкс между электродами 5 и 1 обеспечивал генератор поджигающих импульсов 6. Горение дугового разряда обеспечивал

блок питания разряда 7. Во всех экспериментах длительность τ_d импульсов тока дуги составляла 4,2 мс.



Рис. 1. Схема форвакуумного импульсного источника электронов и схема измерений: 1 – катод; 2 – анод;
3 – эмиссионный электрод (анодная сетка); 4 – керамический изолятор; 5 – поджигающий электрод (триггер);
6 – генератор поджигающих импульсов; 7 – блок питания разряда; 8 – блок питания ускоряющего промежутка;
9 – экстрактор; 10 – капролоновый изолятор; 11 – электронный пучок; 12 – коллектор; 13 – инфракрасное серебряное зеркало; 14 – инфракрасное оптическое стекло; 15 – тепловизор

Ускоряющий промежуток форвакуумного плазменного источника образован эмиссионным электродом (анодная сетка) 4 и сеточным экстрактором 9 из нержавеющей стали с размером ячеек $2,4\times2,4$ мм². Для электрического разделения анода и экстрактора использовался капролоновый изолятор 10. Для извлечения электронов из плазмы и их ускорения на ускоряющий промежуток подавалось постоянное напряжение $U_a = 9$ кВ.

Для исследования влияния формы экстрактора на распределение энергии электронного пучка в экспериментах использовались сетки различных конфигураций: прямая, вогнутая и выгнутая (рис. 2). Расстояние между электродами ускоряющего промежутка в зависимости от конфигурации экстракторы составляло 10–12 мм. Радиус кривизны вогнутой и выгнутой сеток составлял 200 мм.



Плазменный источник размещался на вакуумной камере, откачиваемой форвакуумным насосом. Необходимое давление обеспечивалось напуском в вакуумную камеру рабочего газа – воздуха.

Регистрация токов I_d дугового разряда и I_e эмиссии осуществлялась поясами Роговского с чувствительностью 20 А/В, напряжение на ускоряющем промежутке измерялось с помощью резистивного делителя (коэффициент деления 1:1000), сигналы с которых подавались на осциллограф.

Для исследования распределения плотности энергии электронного пучка в одном импульсе использовалась тепловизионная методика [9], которая заключается в регистрации распределения температуры на мишени (коллекторе), облучаемой пучком. Регистрация теплового излучения на коллекторе 12, представляющем собой алюминиевую пластину толщиной 0,7 мм, осуществлялась с помощью тепловизора 15 (Fluke 200Ti). Вывод теплового излучения из вакуумной камеры обеспечивался инфракрасным серебряным зеркалом 13 и инфракрасным оптическим стеклом 14. Распределения температурного поля, создаваемого пучком, были получены путем вычитания из термограммы после «выстрела» электронного пучка термограммы фона (до «выстрела»). Распределения снимались на различном расстоянии L от экстрактора.

Результаты экспериментов и их анализ

Типичные осциллограммы тока I_d разряда и тока I_e эмиссии представлены на рис. 3.



Рис. 3. Осциллограммы токов I_d разряда и I_e эмиссии. Рабочий газ – воздух

На рис. 4 представлены распределения плотности энергии J в импульсе по сечению электронного пучка для различных конфигураций экстракторов. Установлено, что при небольших расстояниях L(рис. 4, a) форма экстракторной сетки оказывает заметное влияние на распределение энергии электронного пучка, однако на расстояниях L более 130 мм это влияние становится менее выраженным (рис. 4, δ). Распределение энергии для всех использованных форм экстрактора приближено к гауссову, что связано с распределением концентрации эмиссионной плазмы в разрядном промежутке форвакуумного плазменного источника.

На рис. 5 приведены зависимости распределения плотности J энергии пучка при различном токе I_e эмиссии для вогнутой сетки. Увеличение эмисси-

онного тока приводит к соответствующему увеличению плотности энергии, регистрируемой на коллекторе. Установлено, что по мере распространения электронного пучка происходит уменьшение его поперечного размера и повышение плотности энергии (рис. 6), что свидетельствует о сжатии пучка. Как и для микросекундного электронного пучка [10], наблюдаемое изменение распределения плотности J квазинепрерывного пучка при увеличении расстояния L может быть обусловлено его фокусировкой собственным магнитным полем.









Рис. 5. Распределение плотности J энергии по сечению электронного пучка на расстоянии L = 175 мм от экстрактора: вогнутая сетка; давление p = 8 Па; ускоряющее напряжение $U_a = 9$ кВ

Заключение

Исследованы распределения плотности энергии по сечению квазинепрерывного электронного пучка, генерируемого форвакуумным плазменным источником электронов, при различных конфигурациях экстракторных сеток (прямая, выгнутая, вогнутая). Установлено, что на относительно небольших расстояниях от экстрактора (менее 130 мм) форма экстрактора оказывает заметное влияние на распределение плотности энергии электронного пучка, в то время как на больших расстояниях это влияние выражено слабее. Показано, что по мере распространения квазинепрерывного электронного пучка от экстрактора происходит уменьшение его поперечного размера и повышение плотности энергии.



Рис. 6. Распределение плотности *J* энергии по сечению электронного пучка для вогнутой сетки: давление *p* = 8 Па; ток эмиссии *I*_d = 14 А; ускоряющее напряжение *U*_a = 9 кВ

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ МК-2703.2017.8 и гранта РФФИ № 16-48-700487 р а.

Литература

1. Современные тенденции модифицирования структуры и свойств материалов / под общ. ред. Н.Н. Коваля, В.Е. Громова. – Томск: Изд-во НТЛ, 2015. – 380 с.

 Бугаев С.П. Электронные пучки большого сечения / С.П. Бугаев, Ю.Е. Крейндель, П.М. Щанин. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 110 с.

3. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения / Е.М. Окс. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 216 с.

4. Медовник А. В. Структура поверхности алюмооксидной керамики при облучении импульсным электронным пучком / А.В. Медовник, В.А. Бурдовицин, Э.С. Двилис и др. // Журнал технической физики. – 2013. – Т. 83, №1. – С. 117–120.

5. Казаков А.В. Модификация поверхности полимерных материалов импульсным электронным пучком / А.В. Казаков, А.С. Климов, А.В. Медовник и др. // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 4 (30). – С. 75–78.

6. Бурдовицин В.А. О возможности электроннолучевой обработки диэлектриков плазменным источником электронов в форвакуумной области давлений / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, Е.М. Окс // Журнал технической физики. – 2009. – Т. 35, №11. – С. 61–66.

Потенциал диэлектрической мишени при ее облучении импульсным электронным пучком в форвакуумной области давлений / В.А. Бурдовицин и др. // Журнал технической физики. – 2012. – Т. 82, №10. – С. 103–108.
 8. Андрейчик А.П. Получение миллисекундного

8. Андрейчик А.П. Получение миллисекундного электронного пучка в форвакууме / А.П. Андрейчик, А.В. Казаков, А.В. Медовник // Перспективы развития фундаментальных наук: сб. тр. XIII Междунар. конф. студентов и молодых ученых. Томск, 25–28 апреля 2017 г. Том. политехн. ун-т. – Томск: Изд-во НИ ТПУ, 2017. – Т. 7. – С. 12–14.

9. Pushkarev A.I. Thermal imaging diagnostics of highcurrent electron beams / A.I. Pushkarev, G.E. Kholodnaya, R.Vol. Sazonov, D.Vol. Ponomarev // Review of scientific instruments. – 2012. – Vol. 83. – PP. 103301–103307. 10. Бакеев И.Ю. Моделирование распространения электронного пучка, генерируемого форвакуумным источником на основе дугового разряда / И.Ю. Бакеев, А.В. Казаков, А.В. Медовник // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 4 (38). – С. 166–170.

УДК 537.525

С.А. Останин, А.С. Климов, А.А. Зенин

Распределение концентрации плазмы в полом катоде форвакуумного источника ленточного электронного пучка

Представлены результаты исследования зависимости распределения концентрации плазмы в полом катоде форвакуумного источника ленточного электронного пучка от геометрии катодной полости, состава газовой атмосферы, давления и разрядного тока. Исследования проводились в форвакуумном диапазоне давлений (10–30 Па). Показано, что при использовании гелия в качестве рабочего газа характер распределения изменяется незначительно при изменении разрядного тока и давления. Работа в атмосфере кислорода или аргона сопровождается появлением максимума в распределении концентрации плазмы в срединной части катодной полости для кислорода и краевых максимумов для аргона. Уменьшение глубины катодной полости приводит к появлению максимумов концентрации плазмы вблизи краев полости.

Ключевые слова: плазменный электронный источник, тлеющий разряд, распределение концентрации, форвакуумная область давлений.

Форвакуумные плазменные источники электронов нашли широкое применение в технологии термического и плазмохимического возлействия на материалы [1, 2]. Также как и плазменные источники электронових работа основана на формировании пучка при отборе электронов с эмиссионной границы плазмы (плазменного катода). Плазменные источники электронов содержат два основных конструктивных узла: генератор эмиссионной плазмы и систему формирования и ускорения пучка. Традиционная область давлений, в которой осуществляется формирование электронного пучка плазменными электронными источниками, находится в диапазоне 10⁻³-0,1 Па. При этом оптимальная, с точки зрения получения плотной пучковой плазмы, область давлений газа, в который инжектируется электронный пучок, на несколько порядков выше и соответствует форвакуумному диапазону 1-100 Па, что делает актуальным использование для этих целей форвакуумных электронных источников.

Важным преимуществом источников электронов с плазменным катодом является возможность формирования электронных пучков большого сечения [3, 4], в частности – ленточных. К тому же высокая температура электронного компонента плазмы обусловливает ее химическую активность и позволяет использовать эту плазму для обработки поверхности материалов, осаждения покрытий и др. В обработке протяженных образцов используются форвакуумные плазменные источники ленточного электронного пучка. Для ленточных электронных пучков, как и для других конфигураций пучков большого сечения [5], важно достижение максимальной однородности в распределении плотности тока по сечению пучка, поскольку именно этот параметр обеспечивает равномерность обработки изделий.

При этом на равномерность распределения эмиссионной плазмы могут оказывать влияние параметры разряда, геометрия катодной полости, давление и сорт плазмообразующего газа [6–8]. Цель настоящей работы заключалась в определении наиболее значимых с точки зрения получения равномерного распределения концентрации параметров.

Экспериментальная установка

Исследование влияния геометрии катодной полости и состава газовой атмосферы на равномерность распределения концентрации плазмы осуществлялось с использованием макета форвакуумного плазменного электронного источника, основанного на разряде с протяженным полым катодом. Электронный источник представлял собой трехэлектродную систему (рис. 1), состоящую из протяженного прямоугольного полого катода 1, плоского анода 2 и ускоряющего электрода 3. Извлечение электронов из плазмы тлеющего разряда, зажигаемого при подаче соответствующего напряжения междуполым катодом и анодом, осуществлялось через протяженное эмиссионное окно в аноде, перекрытое сеткой 4. Внутренние размеры катодной полости составляли 280×60×30 мм³. Расстояние между анодом и катодом фиксировалось на уровне 5 мм.

Использование вкладыша 5, выполненного из нержавеющей стали, давало возможность изменять глубину *h* полого катода от 60 до 24 мм.

Эмиссионное окно в аноде представляло собой протяженную щель с размерами 280×10 мм². Во всех экспериментах эмиссионное окно перекрывалось вольфрамовой сеткой с размером ячейки 0,6×0,6 мм² и геометрической прозрачностью 70%. Использование вольфрама в качестве материала сетки позволяло работать при повышенных давлениях и в условиях интенсивного нагрева сетки обратным ионным

потоком из ускоряющего промежутка источника. Все электроды источника изготавливались из нержавеющей стали. Конструкция ускоряющего промежутка источника обеспечивала сохранение электрической прочности и работоспособности источника вплоть до давлений 30 Па при ускоряющем напряжении до 10 кВ.



Рис. 1. Схема экспериментального макета форвакуумного плазменного источника ленточного электронного пучка: 1 – полый катод; 2 – анод; 3 – экстрактор; 4 – эмиссионная сетка; 5 – вкладыш; 6 – перемещаемый зонд

Концентрация плазмы определялась по ионному току насыщения на одиночный Ленгмюровский зонд 6, расположенный за эмиссионной сеткой. Зонд устанавливался на устройстве перемещения, что позволяло двигать его вдоль протяженного размера катодной полости. Расположение зонда непосредственно в катодной полости, т.е. при снятой эмиссионной сетке, приводило к возмущению плазмы разряда. В связи с этим, измерение концентрации плазмы проводились вне разрядной ячейки в непосредственной близости к эмиссионной сетке.

Ионы, подлетающие к эмиссионной сетке, пролетают сквозь ее ячейки и попадают на приемную поверхность зонда. За счет рассеяния часть ионов теряется, однако это не может сказаться на характере распределения концентрации вдоль катодной полости. Специальные измерения концентрации плазмы, проведенные непосредственно в катодной полости, и сравнение с измерениями за эмиссионной сеткой показали, что потери ионов составляют не более 10-20% во всем диапазоне варьируемых параметров. Обработка зондовой характеристики осуществлялась по стандартной методике. Отрицательное смещение на зонд подавалось от источника стабилизированного напряжения порядка 20 В. Ток зонда определялся осциллографом TektronixTPS2024B по падению напряжения на измерительном резисторе R1 номиналом 10 кОм. Измерения проводились при давлениях 12,5; 17,5 и 26 Па. При смене рабочего газа проводилась промывка вакуумной камеры соответствующим газом в течение 5-10 мин.

Результаты работы и их анализ

Исследования показали, что на характер распределения концентрации плазмы оказывают влияние давление газа, величина разрядного тока, газовая среда, в которой генерируется плазма, а также геометрические соотношения между внутренними размерами катодной полости. С уменьшением глубины полости величина краевых максимумов повышалась (рис. 2). Степень роста концентрации плазмы на краю полости зависела от глубины полости (рис. 3).



Рис. 2. Распределение концентрации вдоль протяженного размера катодной полости при давлении 26 Па, токе разряда 200 мА в газовой среде воздуха. Глубина полости:





Рис. 3. Зависимость отношения концентрации в крайних максимумах к концентрации в средней части полости от тока разряда. Давление 26 Па. Глубина полости: 1–48 мм, 2–42 мм, 3–24 мм

При токе разряда 200 мА распределение концентраций плазмы для всех газов отличается незначительно друг от друга (рис. 4). Вид распределения представляет собой плато, неоднородность распределения концентрации не превышает 12%.

Однако при увеличении тока разряда до 1000 мА характер распределения концентрации плазмы становится зависящим от сорта газа. В газовой среде кислорода наблюдается рост концентрации в средней части полости, в среде аргона – рост краевых максимумов, а распределения, снятые в среде гелия, практически не изменяются.

Такое поведение зависимости распределения концентрации плазмы может быть объяснено различной скоростью генерации и исчезновения заряженных частиц в разряде с полым катодом.



Рис. 4. Распределение концентрации вдоль протяженного размера катодной полости при давлении 17,5 Па, токе разряда 200 мА для различных газов: *1* – кислород, *2* – гелий, *3* – аргон



Рис. 5. Распределение концентрации вдоль протяженного размера катодной полости при давлении 17,5 Па, токе разряда 1000 мА для различных газов: 1 – кислород, 2 – гелий, 3 – аргон

Известно, что основным механизмом генерации является ионизация газа плазменными и вторичными электронами. При этом вторичные электроны возникают при бомбардировке стенок полости ионами из разрядной плазмы, следовательно, вблизи торцевых стенок катодной полости при больших давлениях газа возможно увеличение концентрации вторичных электронов. Длина свободного пробега для гелия в несколько раз превышает аналогичную величину для аргона. И ионизация нейтральных атомов вторичными электронами в атмосфере аргона происходит вблизи краев полости. Это и объясняет появление краевых максимумов в случае работы в атмосфере аргона при повышении давления.

Заключение

Распределение концентрации плазмы в полом катоде форвакуумного источника ленточного электронного пучка в диапазоне давлений 10–30 Па в значительной степени зависит от геометрии катодной полости, состава газовой атмосферы, давления и разрядного тока. Наиболее равномерное распределение концентрации плазмы во всем исследуемом диапазоне давлений наблюдается в случае достаточно глубокой полости и использовании гелия в качестве рабочего газа. Такой характер зависимости концентрации связан с различиями в значениях.

Работа поддержана Министерством образования и науки в рамках базовой части проекта № 3.9605.2017/8.9.

Литература

1. Ивановский Г.Ф., Петров В.И. Ионно-плазменная обработка материалов. – М.: Радио и связь, 1986. – 232 с.

2. Васильев М.Н. Применение электронно-пучковой плазмы в плазмохимии // Энциклопедия низкотемпературной плазмы / под ред. В.Е. Фортова. – Т. XI. – М.: Наука, 2001. – С. 436–445.

3. Бурдовицин В.А. Электронный источник с плазменным катодом для генерации ленточного пучка в форвакуумном диапазоне давлений / В.А. Бурдовицин, Ю.А. Бурачевский, Е.М. Окс, М.В. Федоров // Приборы и техника эксперимента. – 2003. – №2. – С. 127–129.

4. Бурдовицин В.А., Окс Е.М., Федоров М.В. Параметры «плазменного листа», генерируемого ленточным электронным пучком в форвакуумной области давлений // Изв. вузов. Физика. – 2004. – №3. – С.74–77.

5. Бугаев С.П. Электронные пучки большого сечения / С.П. Бугаев, Ю.Е. Крейндель, П.М. Щанин. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 112 с.

6. Гаврилов Н.В. Генерация однородной плазмы в тлеющем разряде с полым анодом и широкоапертурным полым катодом / Н.В. Гаврилов, Д.Р. Емлин, С.П. Никулин // Письма в ЖТФ. – 1999. – Т. 25, № 12. – С. 83–88.

7. Никулин С.П. Генерация однородной плазмы и широких ионнных пучков в пеннинговской системе с неэквипотенциальным полым катодом / С.П. Никулин, Д.Ф. Чичигин, П.В. Третников // ЖТФ. – 2004. – Т. 74, № 9. – С. 39–42.

8. Мартенс В.Я. Управление распределением плотности тока по поверхности плазменного эмиттера большой площади / В.Я. Мартенс, Е.Ф. Шевченко // Письма в ЖТФ. – 2011. – Т. 37, № 8. – С. 71–78. УДК 537.525.5

З.А. Бадмажапов, А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков, Д.Б. Золотухин

Осаждение многослойных металлокерамических покрытий электронно-лучевым методом в форвакууме

Продемонстрирована возможность создания металлокерамических покрытий (термобарьерных) путем последовательного осаждения паров металла и керамики из плазмы, создаваемой электронным пучком форвакуумного плазменного источника электронов. Представлены результаты калотеста и электронной оже-спектроскопии покрытия.

Ключевые слова: плазма, осаждение покрытий, электронный пучок, форвакуумная область давлений.

Основной функцией металлокерамических покрытий является защита различных деталей от негативных воздействий окружающей среды при высоких температурах. Для этих целей может быть использован широкий перечень керамических материалов, среди которых присутствует алюмооксидная керамика Al₂O₃, которая отличается высокой твердостью и химической инертностью [1]. Известны разные способы нанесения таких покрытий, и в настоящее время наиболее распространёнными являются плазменное напыление (plasma spraying) и вакуумное напыление при помощи электронного пучка (EB-PVD) [2]. Обработка электронным пучком керамической мишени может вызвать затруднения, поскольку для компенсации накапливаемого поверхностью мишени отрицательного заряда нужны дополнительные меры. Однако при облучении мишени в форвакуумном диапазоне давлений (1-100 Па) создаваемая пучком электронов плазма обеспечивает эффективную компенсацию этого заряда, что позволяет обрабатывать непроводящие материалы без применения дополнительных мер [2]. Вследствие низкой теплопроводности керамического покрытия локальная тепловая нагрузка может привести к его растрескиванию, что повлечет за собой ухудшение защитных качеств покрытия или его полный выход из строя. Осаждение поверх керамического покрытия дополнительного слоя металла может позволить более равномерно распределить тепловую нагрузку в случае локального воздействия.

Схема эксперимента

Испарение осаждаемых материалов осуществлялось при помощи форвакуумного источника электронов с плазменным катодом на основе тлеющего разряда [3]. Схема эксперимента представлена на рис. 1.

Источник электронов *1* был смонтирован на фланце вакуумной камеры *2* и генерировал электронный пучок *3*, который извлекался через перфорированный электрод в аноде *4* подачей ускоряющего напряжения на ускоряющий электрод *5*. Ток пучка составлял 150 мА, а энергия электронов достигала 10 кЭв. Электронный пучок был сфокусирован магнитной фокусирующей системой *6* до диаметра около 3 мм и попадал на мишени из алюмооксидной керамики 7 и серебра *8*, испаряя их и ионизуя пары.



Рис. 1. Схема экспериментальной установки: *1* – источник электронов; 2 – вакуумная камера; *3* – электронный пучок; *4* – анод; *5* – ускоряющий электрод; *6* – фокусирующая система; *7* – мишень из керамики; *8* – мишень из серебра; *9* – коллектор электронного пучка; *10* – подложка; *11* – держатель

Мишени располагались на коллекторе электронного пучка 9. Выбор серебра для осаждения обусловлен тем, что этот металл стоек к окислению даже при высоких температурах, пластичен, а также является самым теплопроводным среди металлов [4]. Ионы и атомы испаряемых мишеней осаждались на подложку из титана 10, закрепленную на держатель 11. Объем вакуумной камеры откачивался форвакуумным насосом до предельного давления 5 Па. Рабочим газом являлся воздух. Время испарения мишени из алюмооксидной керамики составляло 5 мин, из серебра – 1 мин. Начало процесса испарения фиксировалось визуально по интенсивному свечению испаряемых мишеней.

Обсуждение результатов

На рис. 2 представлено оптическое изображение, полученное с помощью прибора для измерения толщины пленок и покрытий Calotest CAT-S-0000.

На изображении четко видны 2 слоя осажденного покрытия и поверхность исходного образца. Толщина слоя серебра составляет 1,6 мкм, толщина слоя керамики – 2,2 мкм. Исходя из времени испарения мишеней, скорость осаждения составляет 0,44 мкм/мин для алюмооксидной керамики и

1,6 мкм/мин для серебра. Более высокую скорость осаждения серебра можно объяснить тем, что алюмооксидная керамика как непроводящий материал, под воздействием электронного пучка накапливает некоторый потенциал, что уменьшает энергию бомбардирующих её электронов, и как следствие уменьшается количество испаренного вещества за единицу времени по сравнению с металлами.



Рис. 2. Микрофотография покрытий



Рис. 3. Оже-спектр покрытия с границы серебро-титан

УДК 621.396.41

П.В. Алексеевский

Методом электронной оже-спектроскопии был исследован элементный состав покрытия на границе подложка-осаждаемый металл. Результаты исследования приведены на рис. 3. В спектре четко наблюдаются сигналы напыляемого металла (Ag) и материала подложки (Ti). Присутствие в спектре железа (Fe) и углерода (C) вызвано, возможно, загрязнением подложки либо вакуумной камеры. Спектры от слоя алюмооксидной керамики получить не удалось предположительно вследствие непроводящих свойств керамики.

Заключение

Эксперименты показали возможность применения форвакуумного плазменного источника электронов как эффективного инструмента для осуществления процессов осаждения многослойных металлкерамических покрытий. Мощности устройства достаточно для обеспечения высокой скорости осаждения. Это может быть использовано, например, для осаждения как термобарьерных покрытий, так и покрытий иного функционального назначения.

Работа была поддержана грантом РФФИ № 16-38-60059 Мол_а_дк.

Литература

1. Cao X.Q. Ceramic materials for thermal barrier coatings / X.Q. Cao, R. Vassen, D. Stoever // Journal of the European Ceramic Society. – 2004. – № 24. – PP. 1–10.

2. Huibin Xu. Thermal barrier coatings / Huibin Xu, Hongbo Guo. – Cambrige: Woodhead Publishing Limited, 2011. – 339 p.

3. Burdovitsin V.A. On the possibility of electron-beam processing of dielectrics using a forevacuum plasma electron source / V.A. Burdovitsin, A.S. Klimov, E.M. Oks // Technical physics letters. – 2009. – Vol. 35, No 6. – PP. 511–513.

4. Burdovitsin V.A. Fore-vacuum plasma-cathode electron sources / V.A. Burdovitsin, E.M. Oks // Laser and Particle Beams. – 2008. – Vol. 26, No 4. – PP. 619–635.

5. Гуляев А.П. Металловедение. – 6-е изд. – М.: Металлургия, 1986. – 544 с.

Потенциал изолированного коллектора при облучении электронным пучком в форвакууме

Представлены результаты измерения потенциала изолированного коллектора при облучении электронным пучком в среднем вакууме. Установлена зависимость потенциала от тока пучка и энергии электронов. Предложена модель, объясняющая указанные зависимости. Показано, что установление потенциала является результатом баланса потоков ионов и электронов на коллектор, причем ионы, поступающие на коллектор, имеют энергию, равную модулю потенциала коллектора. Эти ионы могут осуществлять травление поверхности изолированного металлического коллектора, а также диэлектрической мишени.

Ключевые слова: травление диэлектриков, электронный пучок, закон Чайлда–Ленгмюра, измерение потенциала, изолированный коллектор.

Ионное травление широко применяется как для очистки поверхностей перед нанесением покрытий, так и для создания определенного рельефа при локальном травлении. Травление металлов и полупроводников осуществляется сравнительно просто подачей отрицательного потенциала относительно плазмы газового разряда либо с использованием ионного пучка, сформированного в ионном источни-

ке. При ионном травлении диэлектриков возникает проблема компенсации электрического заряда. Оригинальный подход к ионному травлению может быть реализован облучением диэлектрика электронным пучком в среднем вакууме (единицы паскаль). В этом случае поверхность диэлектрика приобретает отрицательный потенциал, меньший напряжения ускоряющего электроны. Заряд, приносимый электронами, компенсируется ионами пучковой плазмы [1], причем ионы ускоряются в слое между плазмой и поверхностью диэлектрика. При условии, что потенциал имеет величину в сотни вольт, может быть реализовано ионное травление, причем область травления определяется площадью пятна электронного пучка.

Цель настоящей работы состояла в определении условий, при которых реализуется электронноассистированное ионное травление.

Экспериментальная установка и методика эксперимента

Для измерения потенциала на изолированном коллекторе (образец) была собрана экспериментальная установка, схема которой представлена на рис. 1.

Установка включает в себя электронный источник, основные элементы которого: полый катод *1* анод *2* с эмиссионным окном, ускоряющий электрод *3*, фокусирующая система *4*. В качестве модели диэлектрической мишени использован изолированный коллектор *5*, потенциал которого измеряется вольтметром *6*. Отличие от ранее описанных схем [2] состоит в наличии дополнительного генератора плазмы, в качестве которого использован разряд с полым катодом *7*. В эксперименте измерялся потенциал коллектора в зависимости от тока пучка и энергии электронов.



3 – укоряющий электрод; 4 – фокусирующая система;
 5 – изолированный коллектор; 6 – вольтметр;
 7 – разряд с полым катодом

Результаты экспериментов и их анализ

Результаты измерений, представленные на рис. 2, показывают, что коллектор приобретает отрицательный потенциал, абсолютная величина которого возрастает с увеличением тока пучка и повышением ускоряющего напряжения электронного источника.



Рис. 2. Зависимость потенциала коллектора от тока эмиссии, для разных ускоряющих напряжений (3,4 и 5 кВ) при давлении в 6 Па

С повышением напряжения возрастает и крутизна зависимости потенциала от тока пучка.

Объяснение указанных зависимостей может быть проведено на основании модели, суть которой поясняется рис. 3.



Рис. 3. Схема эксперимента: *1* – электронный пучок; 2 – плазма; 3 – коллектор (диэлектрик); 4 – область травления; *d* – расстояние между эмиттером и коллектором; *r* – радиус области травления

В первом приближении полагаем, что условием установления потенциала коллектора является равенство токов

$$I_b = I_i , \qquad (1)$$

где I_b – ток электронного пучка, I_i – ток ионов. Вторичные явления будут учтены поправочными коэффициентами. Полагаем, что слой, отделяющий плазму от коллектора, ионный, и его толщина dменьше радиуса r пучка. Тогда на основании закона Чайлда–Ленгмюра для плоского случая может быть записано выражение для ионного тока

$$I_i = \frac{4\pi\varepsilon_0}{9} \sqrt{\frac{2e}{M_i}} \phi^{\frac{3}{2}} \left(\frac{r}{d}\right)^2, \qquad (2)$$

где M_i – масса ионов, d – толщина слоя, ϕ – потенциал коллектора.

Подставляя (2) в (1), получаем выражение для ф

$$\phi = \left[k_b I_b \frac{9}{4\pi\varepsilon_0} \sqrt{\frac{M_i}{2e}} \left(\frac{d}{r}\right)^2 \right]^{\frac{2}{3}}, \qquad (3)$$

r

в котором снижение коэффициента вторичной электронной эмиссии с ростом ускоряющего напряжения U_a учтено эквивалентным возрастанием ионного тока за счет введения безразмерного коэффициента k_b :

$$k_b = A \frac{U_a}{5}, \qquad (4)$$

где U_a выражено в киловольтах, величина A, имеющая размерность обратного напряжения, определена из сопоставления расчетных и экспериментальных величин.

Результаты расчетов, представленные на рис. 4, дают картину, неплохо совпадающую с экспериментальными зависимостями, что позволяет говорить об адекватности развитых представлений.



На рис. 5 показана фотография следа электронного пучка на керамической мишени. Очистка области, облучаемой пучком, подтверждает наличие ионного травления.



Рис. 5. След травления на керамической мишени

Заключение

На основании сопоставления результатов измерения потенциала изолированного коллектора и модельных представлений получено выражение, позволяющее прогнозировать потенциал диэлектрической мишени в зависимости от параметров эксперимента. Экспериментально подтверждено наличие ионного травления при облучении керамики электронным пучком.

Литература

1. Форвакуумные плазменные источники электронов / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, А.В. Медовник и др. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 288 с.

2. Electron beam treatment of non-conducting materials by a fore-pump-pressure plasma-cathode electron beam source / V.A Burdovitsin, A.S Klimov, A.V Medovnik, E.M Oks // Plasma Sources Science and Technology. – 2010. – Vol. 19, No. 5. – P. 055003.

УДК 621.387

Л.Н. Орликов, С.М. Шандаров, К.С. Мамбетова

Генерация волн ионизации при пироэффекте на ниобате лития

Показано, что при прогреве кристалла ниобата лития в вакууме возникает электрический пробой по поверхности кристалла. В окрестности кристалла формируются электронная лавина, а также ударная волна уплотнения давления, в которой повышаются давление и температура газа. Торможение электронов на остаточном газе и возможные высокие значения температуры способствуют возникновению волны ионизации. Ключевые слова: ниобат лития, пироэффект, плазма.

В настоящее время в ряде работ показано, что ниобат лития может использоваться как твердотельный источник генерации слабоинтенсивного рентгеновского излучения [1–3]. Большое внимание уделяется исследованию условий, влияющих на увеличение интенсивности излучения [4, 5].

Моделирование электрических явлений при пироэффекте

При температурном воздействии на кристалл ниобата лития усиливаются колебания атомов. Ко-

лебания приводят к встраиванию атомов в междуузлия решетки. Встраивание атомов создает механическое напряжение в кристалле. Как следствие возникает локальное изменение поляризации доменов. Возникает локальная область заряда на поверхности кристалла. Заряд пытается стекать в область минимального потенциала в холодную область, но этому препятствует сопротивление поверхности. Нарастание заряда усиливает напряженность *Е* электрического поля. Возникает пробой по поверхности кри-

сталла. Электронная лавина 2 ускоряется в созданном электрическом поле. Расстояние пробоя сокращается за счет деионизационных процессов, что приводит к усилению электрического поля. Возникает эффект «убегающих электронов». Убегающие электроны порождают рентгеновское излучение и осуществляют предварительную ударную ионизацию газа перед областью фронта распространяющейся плазмы. Торможение электронов на газе уменьшает их скорость, что усиливает ионизационные процессы и приводит к появлению ультрафиолета, рентгена, длинноволнового излучения.

Соответствие мгновенного значения тока i(t) и ускоряющего напряжения U при эмиссии частиц устанавливается законом степени 3/2 [6]:

$$i(t) = 2,33 \cdot 10^{-6} U^{3/2}(t) \frac{S}{d}, \qquad (1)$$

где S – площадь токоотбора; d – расстояние от зоны эмиссии до анода (мишени).

Условие существования разряда базируется на законе Пашена, устанавливающем зависимость напряжения зажигания U_3 от произведения давления P на расстояние d между электродами:

$$U_3 = f(P \cdot d) \, .$$

Случай, когда разряд не зажигается, может быть описан неравенством [6]

$$\gamma(e^{\alpha d} - 1) < 1, \qquad (2)$$

где γ – коэффициент вторичной ионно-электронной эмиссии; α – коэффициент ионизации Таунсенда.

Напряженность электрического поля E, возникающая вследствие пироэффекта, определяет напряжение пробоя U:

$$U = E \cdot d \ . \tag{3}$$

В процессе возникновения и развития электронной лавины возрастает коэффициент ударной ионизации ($\alpha > 1$) и выполняются условия самостоятельности разряда [7]:

$$\alpha \cdot d = \ln(1 + 1/\gamma) \,. \tag{4}$$

В этом случае электронная составляющая тока разряда *I_e* может быть определена соотношением [6]:

$$I_e = n_e \cdot V_e \cdot e \cdot S , \qquad (5)$$

где n_e – концентрация плазмы, V_e , e – скорость и заряд электрона.

В простейшем случае скорость электрона без учета соударений с газом может определиться из кинетических соображений [8]:

$$eU = m_e V_e^2 / 2. ag{6}$$

Модель генерации волны ионизации

Для упрощения принимаем одномерную модель, предполагая, что кристалл цилиндрический, пробой происходит вдоль поверхности кристалла, а распространение волны возмущения происходит только в радиальном направлении.

На рис. 1 представлена схема процессов при формировании волны ионизации.



Рис. 1. Схема формирования волны ионизации: 1 – кристалл, 2 – электронная лавина, 3 – зона разряжения давления (зона ионизации), 4 – ударная волна, 5 – область за ударной волной, 6 – мишень

В процессе развития электронной лавины газ нагревается и расширяется. При одномерном рассмотрении в поперечном направлении происходит формирование области уплотнения давления в виде ударной волны 4. За ударной волной формируется область разряжения давления 3. В ударной волне происходит нагрев газа от температуры T до температуры неподвижного газа (температуры торможения T^*): [9. С. 23]

$$\frac{T}{T^*} = 1 - \frac{k - 1}{k + 1} \lambda^2 , \qquad (7)$$

где k — показатель адиабаты газа, λ — коэффициент скорости потока, равный отношению скорости потока к скорости в неподвижном газе.

В условиях вакуума 1–10 Па (что соответствует числам Кнудсена $Kn = 10^{-2}-0,3$) протяженность этих областей соизмерима с длиной свободного пробега молекул.

Теоретически предельное изменение плотности газа *R* подчиняется выражению

$$R = (k+1)/(k-1)$$
, (8)

для воздуха при *k* = 1,4; *R*_{max}= 6; для плазмы *k* = 1,2; *R*_{max} = 11.

Величины изменения давления, температуры, скорости и другие параметры потока табулированы в [9].

В неподвижном газе $\lambda = 0$ соответственно $T = T^*$. В предельном случае λ стремится к 2,5; соответственно T/T^* стремится к бесконечности.

При «убегании» электронов возрастает температура окружающего газа.

Независимо от механизма подвода тепла изменение температуры газа происходит пропорционально изменению функции импульса газа от начального значения $Z(\lambda_1)$ до конечного $Z(\lambda_2)$ [9]:

$$Z(\lambda_2) = Z(\lambda_1) \cdot (T_{\rm x}/T_{\rm r})^{0.5} , \qquad (9)$$

где *T*_г, *T*_х – температура холодного и горячего газа.

В таблице приведены некоторые параметры потока.

Параметры потока газа

λ	0	1	1,9	2,15	2,19	2,23	2,5
$Z(\lambda)$	8	2	2,3	2,5	2,7	2,9	3
$T_{\rm r}/T_{\rm x}$	8	1	1,3	1,7	2	2,03	2,04

Из таблицы видно, что в режиме «убегания электронов» температура газа, окружающего кристалл, может повыситься почти в два раза. В зоне уплотнения давления эта температура увеличивается до температуры T^* (почти в два раза), при увеличении плотности газа – почти на порядок. В итоге при некотором соотношении λ и T возникают условия формирования волны термической ионизации газа в дополнение к ионизационным процессам, возникающим при торможении электронов на газе и мишени.

Энергия, приобретаемая молекулой, может определиться суммой энергии теплового возбуждения и энергии ускорения:

$$W = \frac{3}{2}k_bT^* + eU, \qquad (10)$$

где k_b – постоянная Больцмана.

Моделирование процессов проводилось с применением пакета МАТСАD.

Схема и методика эксперимента

Исследования проводятся при давлении 1–10 Па. На рис. 2 представлена схема эксперимента.



Рис. 2. Схема эксперимента: *I* – кристалл, *2* – сетка, *3* – зона ионизации, *4* – ударная волна, *5* – импульсный датчик давления, *6* – резистор, *7* – блок питания, *8* – осциллограф

Вокруг кристалла I размером $14,5 \times 10,5 \times 10$ мм³ расположена сетка 2 с ячейками 1×1 мм, экранирующая зону пробоя от зоны ионизации 3. На расстоянии 5 мм от сетки в зоне ударной волны 4 расположен импульсный датчик давления 5 с дежурным тлеющим разрядом, ограниченным сопротивлением 6 (5 кОм). Система снабжена блоками питания 7 и осциллографами 8. Напряжение инициирования в зоне ионизации U составляло около 200 В при произведении давления P на расстояние между электродами d равном 20.

В датчике поддерживается дежурный тлеющий разряд напряжением 400 В с током 5 мА. Предварительно снимается градуировочная кривая зависимости тока разряда от давления при постоянном разрядном напряжении. Сигнал тока разряда с датчика давления регистрируется с помощью измерительного резистора на ждущий осцилограф С8–12.

Чувствительность датчика составляет 0,02 В/Па. Время реакции на изменение тока составляет 0,5 мкс. При обеспечении давления ~1,33 Па и нагреве кристалла со скоростью 20–50 град в минуту до температуры 130 °С. На поверхности кристалла возникают области поверхностного заряда, что вызывает пробой и формирование плазмы. Возникновение пробоя регистрируется осциллографом.

Полученные результаты

На рис. 3 представлена осциллограмма изменения тока при нагреве кристалла ниобата лития.



Рис. 3. Осциллограмма изменения тока разряда при нагреве кристалла

Реализуемый ток электронной лавины составил 3 мА при расчетном напряжении 11 кВ и длительности импульса 2 мкс.

Колебательные процессы после основной фазы разряда, вероятно, связаны с перезарядкой доменов и возникновением поверхностных акустических волн.

На пробой по кристаллу влияют степень насыщения поверхности газами и скорость прогрева кристалла. Электрический пробой возникает при скорости нагрева поверхности кристалла большей, чем скорость теплопередачи по объему кристалла. С течением времени интенсивность пробоев уменьшается, что связано с удалением газов при прогреве кристалла и сорбционно-десорбционными процессами на его поверхности.

Легирование кристалла до концентраций 10²³ м⁻³ способствует усилению генерации электрического поля. Напряженность возбуждаемого электрического поля возрастает в следующей последовательности для материалов лигатуры: железо, медь, марганец.

Относительно постоянные времена амплитуд тока при нагревании объясняются пробоем по газовому промежутку между областями локальной напряженности [10]. Колебания тока после первого пробоя объясняются процессами перезарядки доменов, деионизации и рекомбинации на поверхности кристалла.

На рис. 4 представлена осциллограмма изменения давления в датчике.



в импульсном датчике при токе разряда 8 мА
Изменение давления при пробоях составляло от 1 до 5 Па. Расчетная температура торможения *Т** составила 980 °С. Интенсивность волны зависит от тока разряда. Наиболее различимым является первый импульс. При охлаждении кристалла интенсивность волны меньше.

Импульсы тока при Pd = 0,5-1 соответствуют напряжениям до 5 кВ. Для анода из меди ($\gamma = 7$) коэффициент ударной ионизации $\alpha = (5-23)$, U = 11 кВ, I = 3 мА. Полученные величины токов и напряжений корелируют с выражением (1). Более высокие значения импульсов напряжений соответствуют Pd = 5-8, однако условия получения максимальных значений токов и напряжений в этих условиях нестабильны. Это согласуется с [8] и, вероятно, связано с наклоном левой ветви кривой Пашена относительно осей координат, при котором одному Pd может соответствовать два напряжения зажигания.

После нескольких циклов нагрева и охлаждения ток разряда при пробое уменьшался в 5–6 раз. Изменение тока и напряжения объясняется сорбционно-десорбционными процессами при изменении температуры кристалла в области форвакуумных давлений.

При увеличении размеров образцов полученный ток возрастает пропорционально площади кристалла. В итоге максимальный ток (3 мА) достигнут на образце размерами 14,5×10,5×10 мм³ при его нагреве со скоростью 20 °С /мин от -10 до 107 °С. Импульсы тока проявлялись с интервалом 1–3 мин при температурах нагрева 17, 38, 56, 94, 98, 100, 105, 106, 107 °С.

Образцы, легированные железом с концентрацией $C_{Fe^{2+}}$ равной 3,88 $\cdot 10^{23}$ м $^{-3},$ позволяют увеличи-

вать ток эмиссии до нескольких миллиампер.

При *Z*-ориентации кристалла интенсивность сигналов при нагреве кристалла несколько выше, чем при *X*-ориентации.

Выводы

В итоге работы получены новые сведения о процессах генерации электронного потока в процессе нагрева или остывания кристалла ниобата лития в области давлений 1–10 Па. Повторяющиеся времена на осциллограммах свидетельствуют о пробое по газовому промежутку, а не по поверхности кристалла. После пробоя возникают токи смещения и перезарядки. Исследования [8–10] подтверждают правомочность существования предлагаемой модели генерации электронного и рентгеновского излучения. Установлена определенная закономерность изменения параметров излучения в зависимости от расстояния, размеров кристалла, скорости нагрева и остывания, взаимного расположения элементов системы. Подбор материала лигатуры и ее концентрации открывает перспективы разработки твердотельных приборов оптической электроники и рентгеновской техники на основе ниобата лития.

Полученные волны ионизации перспективны для реализации управления пробоем на кристаллах ниобата лития.

Литература

1. Kukhtarev N. Generation of focused electron beam by pyroelectric and photogalvanic crystals / N. Kukhtarev et al. // J. Appl. Phys. – December 2004. – Vol. 96, No. 11.

2. Kukhtarev N.V. Smart photogalvanic running-grating interferometer / N.V. Kukhtarev et al. // J. Appl. Phys. – 2005. - Vol. 97. – P. 054301.

3. Месяц Г.А. Электронная эмиссия из сегнетоэлектрических плазменных катодов // Успехи физических наук. – 2008. – Т. 178, № 1. – С. 85–108.

4. Нагайченко В.И. Увеличение энергии электронов в пироэлектрическом ускорителе / В.И. Нагайченко, В.А. Воронко, В.В. Сотников и др. // Вопросы атомной науки и техники. – 2008. – № 5. – С. 72–76.

5. Нагайченко В.И. Исследования спектров пучков заряженных частиц в пироэлектрическом ускорителе / В.И. Нагайченко, В.С. Мирошник, А.М. Егоров, А.В. Щагин // Вопросы атомной науки и техники. – 2010. – № 2. – С. 34–39.

6. Проскуровский Д.И. Эмиссионная электроника: учеб. пособие для вузов. 2-е изд., перераб. – Томск: Том. гос. ун-т, 2010. – 288 с.

7. Бурдовицын В.А. Форвакуумные плазменные источники электронов / В.А. Бурдовицын, А.С. Климов, А.В. Медовник и др. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2014. – 286 с.

8. Ткачев А.Н. Коэффициент Таунсенда и эффективность формирования убегающих электронов в неоне / А.Н. Ткачев, А.А. Феденев, С.И. Яковленко // ЖТФ. – 2005. – Т. 75, вып. 4. – С. 60–66.

9. Абрамович Г.Н. Прикладная газовая динамика. – М.: Наука, 1976. – 808 с.

10. Орликов Л.Н. Исследование способов управления генерацией электронного потока из ниобата лития при термоциклировании / Л.Н. Орликов, В.Я. Романов, С.И. Арестов, С.М. Шандаров // Доклады ТУСУРа. – 2011. – №2(24), ч. 2. – С. 135–138.

Секция 10

БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – **Мещеряков Роман Валерьевич**, д.т.н., профессор, зав. каф. БИС, проректор по научной работе и инновациям ТУСУР

УДК 621.341.572

А.В. Анищенко, Е.А. Сидоров, Н.М. Федотов

Биотехническая система гипертермии

Представлены результаты разработки биотехнической системы для реализации метода индукционного нагрева жидких или тканезамещающих имплантатов, в состав которых входят ферромагнитные микро- или наночастицы. Система предназначена для осуществления селективной гипертермии при хирургическом лечении злокачественных опухолей. Для прямого нагрева имплантатов и ферромагнитных жидкостей высокочастотным магнитным полем в состав биотехнической системы включен индуктор оригинальной конструкции. Ключевые слова: онкология, гипертермия, индуктор, индукционный нагрев, биотехническая система.

В настоящее время метод локальной гипертермии, обеспечивающий селективное температурное воздействие на ткани путем использования имплантатов с ферромагнитными элементами [1], рассматривается как один из способов повышения эффективности лучевой и химиотерапии при лечении онкологическмих заболеваний.

Процедура гипертермии предусматривает нагревание биологических тканей до 42–43 °C без угрозы для жизни. Известно, что температура выше 41 °C вызывает гибель раковых клеток, а здоровые клетки переносят повышение температуры до 44–45 °C [1–3].

Метод локальной гипертермии может реализован путем нагрева высокочастотным магнитным полем ферромагнитных материалов, входящих в состав тканезамещающих имплантатов [4] или вводимых в злокачественную опухоль малых ферромагнитных частиц (точка Кюри которых должна быть не выше 45 °C) [5].

В настоящее время на рынке медицинских изделий оборудование для высокочастотной селективной гипертермии, прошедшее клиническую апробацию, отсутствует.

Целью работы является создание биотехнической системы для лечения онкологических заболеваний методом локальной гипертермии.

Материалы и методы

Поставленная цель реализуется с учетом теории синтеза биотехнических систем. Биотехнические системы (БТС) – особый класс больших систем, в которых биологические и технические элементы связаны в едином контуре управления, причем роль управляющего звена в них могут играть как технические, так и биологические звенья [6, 7].

Для реализации цели работы была создана биотехническая система, включающая в себя техническую систему из 3 блоков – блок управления, генератор высокочастотного магнитного поля и блок датчиков температуры, и биологический объект, который представлен в виде двух независимых объектов – оператора и пациента. Структура биотехнической системы гипертермии представлена на рис. 1.



Рис. 1. Стуктура биотехнической системы: TC – техническая система; БО1 – биологический объект: оператор; БУ – блок управления; Г – генератор;

БО2 – биологический объект: пациент; ТД – термодатчик; М – магнитное поле

Генератором высокочастотного магнитного поля технической системы является индукционное устройство. В состав устройства входит индуктор, который представляет собой магнитную катушку в виде кольца, внутри которого помещается тело пациента.

Биологическим звеном в системе выступают оператор, управляющий устройством, и пациент, на части тела которого оказывается слективное воздействие через ферромагнитные имплантаты.

Связь биологического объекта (пациента) с технической системой обеспечивается путем воздействия на него магнитного поля индуктора. Обратная связь осуществляется с помощью термодатчиков, контролирующих температуру нагрева пораженных тканей пациента.

Результаты

Биотехническая система реализована в виде медицинского комплекса для гипертермии, который работает следующим образом: пациент помещается на подвижном столе таким образом, чтобы область

254

тела, пораженная раковыми клетками, располагалась в центре рабочей области индуктора (рис. 2). Оператор запускает с помощью блока управления генератор высокочастотного магнитного поля, посредством которого происходит нагрев ферромагнитных имплантатов, тепловая энергия которых передается пораженным тканям пациента. Процедура гипертермии длится около часа. Контроль температуры нагрева пораженных тканей осуществляется с помощью термопар. Измерение температуры происходит с частотой 0,1 Гц. Во время процедуры измерения температуры генератор высокочастотного магнитного поля отключается.



Рис. 2. Медицинский комплекс для гипертермии

Как было сказано ранее, техническая система БТС представляет собой индукционное устройство, индуктор которого, как правило, изготавливается в виде соленоида с использованием жидкостного охлаждения. В резонансном контуре из-за геометрических особенностей на конденсаторе и индуктивности индуктора возникает напряжение в десятки киловольт (1) [8] и токи в сотни ампер:

$$U = I \cdot \sqrt{R^2 + \left(2\pi f \cdot L - \frac{1}{2\pi f \cdot C}\right)^2}, \qquad (1)$$

где U – напряжение, В; I – электрический ток, А; f – частота, Гц; L – индуктивность, Гн; C – емкость, Φ ; R – активное сопротивление контура, Ом.

Высокое напряжение затрудняет решение задач по обеспечению электробезопасности пациента, охлаждению контура и ужесточает требования по выбору высоковольтных конденсаторов. Следовательно, необходимо оптимизировать конструкцию индуктора.

Для нахождения наиболее оптимальной конструкции исполнения катушки индуктора было проведено сравнение следующих вариантов: соленоид, катушка Гельмгольца, одновитковая катушка из широкой ленты, одиночный виток. Оптимизация была выполнена для снижения уровня электрической опасности устройства и для снижения технической сложности в реализации защиты от перегрева.

Оптимизация конструкции индуктора для снижения уровня электрической опасности выполнена по критерию использования минимально возможного количества витков с одновременным достижением высокой однородности распределения напряженности магнитного поля, сравнимой с полем многовиткового соленоида. Уменьшение числа витков приводит к снижению индуктивности индуктора, а следовательно, к снижению напряжения в резонансном контуре. Результатом оптимизации для реализации индуктора явилась одновитковая конструкция в виде кольца из плоской электропроводной ленты. Применение плоской ленты позволяет практически еще в два раза уменьшить индуктивность даже по сравнению с одновитковой конструкцией из круглого провода аналогичного сечения.

Изготовление индуктора в виде кольца из плоской электропроводной ленты позволяет снизить техническую сложность задачи по реализации защиты от перегрева. Для снижения тепловых потерь материал электропроводной ленты выбирается из неферромагнитного материала с высокой электрической проводимостью (не менее 30 МСм/м), например меди. При этом толщина ленты определяется в 1–5 мм, а ширина – в 150–500 мм. Кроме того, индуктор в виде кольца из плоской ленты имеет значительно большую площадь поверхности, чем обычный круглый провод аналогичной площади сечения, что позволяет считать его эффективным радиатором и отводить тепло потоком воздуха без установки жидкостных систем охлаждения.

Совокупность предлагаемых технических решений приводит к получению результата оптимизации по упрощению конструкции устройства и снижению уровня электрической опасности. Подробно часть работы по оптимизации конструкции представлена в работе [9], которая содержит результаты предыдущего этапа исследования.

Электрическая схема устройства реализуется на основе последовательного резонансного контура, индуктивность которого служит конструктивным элементом для создания требуемой геометрии и напряженности поля (функциональная схема устройства на рис. 3).



 Рис. 3. Функциональная схема устройства:
 1 – изолирующий трансформатор; 2 – выпрямитель тока;
 3 – генератор с настраиваемой частотой в диапазоне 50–500 кГц; 4 – согласующий трансформатор;
 5 – воздушный фильтр; 6 – воздушная система охлажде-

ния; 7 – индуктор; 8 – рабочая область индуктора

Напряженность магнитного поля индуктора выбирается из безопасных для пациента уровней напряженности 0–10 кА/м при заданном диапазоне частот. Значение уровня определяется исходя из эмпирической формулы Аткинсона (2) [10]:

 $H \cdot F \le 4,8 \cdot 10^8 \text{ A/M} \cdot \text{c},$ (2) где H – напряженность магнитного поля, F – частота.

Необходимая установленная мощность генератора определена на основании оценки потерь в контуре. Мощность потерь оценена примерно в 1 кВт при напряженности магнитного поля в рабочей области индуктора 8 кА/м.

Заключение

1. Синтезирована БТС для реализации метода индукционного нагрева ферромагнитных материалов высокочастотным магнитным полем, предназначенная для хирургического лечения злокачественных новообразований методом локальной гипертермии.

2. На базе синтезированной БТС разработан медицинский комплекс для гипертермии.

Литература

1. Лопатин В.Ф. Метод локальной УВЧ-гипертермии // Медицинская физика (Обнинск). – 2011. – №4. – С. 85.

2. Использование локального индукционного нагрева в биотехнологиях и медицине / А.М. Осинцев, И.Л. Васильченко, А.Л. Майтаков и др. // Техника и технология пищевых производств (Кемерово). – 2012. – №2. – С. 159–164.

3. Русаков С.В. Гипертермия в онкологии: неизвестное об известном // Онкология (Киев). – 2007. – С. 60–64.

4. Использование локального индукционного нагрева в биотехнологиях и медицине / А.М. Осинцев, И.Л. Васильченко, А.Л. Майтаков и др. // Техника и технология пищевых производств (Кемерово). – 2012. – №2. – С. 159–164.

5. Магнитно-жидкостная регионарная индукционная гипертермия саркомы / Н.А. Брусенцов, А.А. Шевелев, Т.Н. Брусенцова // Химико-фармацевтический журнал.– 2002. – №3. – С. 8–10.

6. Ахутин В.М. Биотехнические системы: теория и проектирование: учеб. пособие / В.М. Ахутин, А.П. Немирко, Н.Н. Першин и др. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1981.

7. Бондарева Л.А. Основы теории биотехнических систем: метод. указания к практ. занятиям. – Орел, 2011. – С. 4.

8. Формулы по физике. Магнитное поле [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.indigomath.ru/ formuly-po-fizike/magnitnoe-pole.html, свободный (дата обращения: 24.06.2015).

9. Анищенко А.В., Сидоров Е.А., Федотов Н.М. Индукционное устройство для селективной гипертермии при лечении онкологических заболеваний // Электронные средства и системы управления. – Томск, 2015. – № 1. – С. 240–244.

10. Atkinson W.J., Brezovich I.A., Chakraborty D.P. Usable frequencies in hyperthermia with thermal seeds // IEEE Trans. Biomed. Eng. - 1984. - Vol. 31, No. 1. - P. 70–75.

Секция 11

ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА

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

УДК 535-46

А.В. Макеев, В.С. Айрапетян

Исследование спекл-эллипсометрических структур шероховатых поверхностей

Приведен краткий обзор возможностей методов эллипсометрии для исследования микрорельефа поверхностного слоя. Описан метод регистрации спекл-эллипсометрических картин для исследования шероховатости поверхности. Произведена регистрация спекл-эллипсометрических картин лазерного излучения, отраженного от металлической поверхности с шероховатостью. Показаны результаты компьютерной обработки спекл-картин методом вейвлет-анализа в среде MATLAB.

Ключевые слова: шероховатость поверхности, бесконтактные методы контроля, эллипсометрия, спекл, вейвлет-анализ.

Повышение качества изделий является одной из актуальных задач современной промышленности. Появление современных высокотехнологичных материалов, растущие требования к точности и сложности изготовления поверхностей деталей, а также тот факт, что безотказность работы готового изделия напрямую зависит от состояния микрорельефа поверхностного слоя рабочих деталей, приводит к необходимости совершенствования и разработки новых высокоэффективных бесконтактных методов контроля состояния поверхностных слоев деталей.

Современные методы контроля состояния поверхностного слоя деталей должны обеспечивать быстродействие, высокую точность и локальность получаемых в процессе измерения результатов, а также исключать субъективный человеческий фактор в процессе измерения [1].

В данной работе были поставлены следующие задачи: рассмотреть возможности применения оптики спеклов в эллипсометрических исследованиях микрорельефа поверхностного слоя, выполнить регистрацию спекл-эллипсометрических картин с поверхности обладающей шероховатостью, произвести компьютерную обработку полученных спекл-картин.

Эллипсометрические методы, используемые для исследования оптических характеристик материалов, поверхностных слоев и поверхностях покрытий, крайне чувствительны к изменениям каждого из параметров отражающей системы, одним из которых является шероховатость поверхностного слоя. Предположение о наличии идеально гладкой поверхности, которое принимается при теоретической интерпретации экспериментальных результатов, в ряде случаев может приводить к существенным ошибкам [2]. Наличие таких ошибок привело к появлению работ отечественных и зарубежных ученых [2-11], в которых предложены различные способы эллипсометрических исследований для поверхностей с шероховатостью. Большинство из предложенных эллипсометрических методов исследования поверхностного слоя основано на анализе изменения состояния поляризации отраженного пучка, измеренные параметры не могут однозначно соотноситься с параметрами микрорельефа поверхности и требуют использования различных способов моделирования отражающей системы для анализа шероховатости поверхности, что является достаточно трудоемкой задачей, поскольку зачастую шероховатая поверхность имеет сложную структуру со случайной периодичностью и случайным распределением высот. Возможно возникновение ситуации, при которой истинный рельеф шероховатой поверхности может оказаться сложнее используемой модели. Моделирование шероховатости поверхности производилось периодическими дифракционными решетками различного профиля [6-8], методами «эффективного слоя» и «эффективной подложки» [3]. В работе [2] шероховатость поверхности интерпретировалась переходным слоем, оптические постоянные которого непрерывно изменялись от своих истинных значений, соответствующих материалу, до значений, отвечающих воздуху. Также переложен метод моделирования шероховатости поверхности с помощью случайных фазовых масок (СФМ) [5].

В связи с активным использованием когерентных источников излучения началось развитие методов оптики спеклов, в рамках которых зародилось сравнительно новое направление лазерной спеклэллипсометрии [12]. Суть данного метода заключается в том, что поляризованное лазерное излучение эллипсометра, рассеиваясь от объекта диффузноотражающего объекта со случайным микрорелье-

фом, претерпевает случайную модуляцию [13, 14]. При визуализации спекл-картины можно наблюдать случайные световые пятна, разделенные темными участками изображения. Эти световые пятна распределены в зависимости от структуры микрорельефа рассеивающей поверхности. Производя корреляцию между спекл-структурами. можно выполнять прямой анализ микрорельефа без необходимости разработки его модели для отражающей системы. Данный метод обладает всеми достоинствами бесконтактных методов контроля шероховатости поверхности, позволяет проводить исследования чувствительных к внешним воздействия материалов, а также осуществлять контроль in situ.

Для проведения экспериментальных исследований использовался лазерный эллипсофотометр модели ЛЭФ-3М-1 с длиной волны $\lambda = 0,6328$ мкм. Для регистрации спекл-эллипсометрических картин, а также с целью возможности их дальнейшей цифровой обработки в данной работе была произведена модернизация установки путем ввода ПЗС-камеры после зеркальной диафрагмы плеча анализатора эллипсофотометра. Схема установки показана на рис. 1.



Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Плечо поляризатора состоит из источника излучения 1 (гелий-неоновый лазер ЛГН-207Б), поворотных зеркал 2, 3, 5, механического модулятора света 4, двух пластинок $\lambda/4$ 6, 7, поляризатора 8, компенсатора 9. Пройдя плечо поляризатора, световой пучок падает на исследуемый образец, расположенный на поверхности столика 10. Отразившись от поверхности образца с шероховатостью, он поступает в плечо анализатора. Плечо анализатора состоит из анализатора 11, поворотных зеркал 12-14, зеркальной диафрагмы 15. Зеркальная диафрагма выводит изображение падающего на нее светового пучка в центр дополнительно установленной ПЗС камеры 16.

Регистрация производилась следующим образом: исследуемая поверхность освещалась линейно поляризованной лазерной волной при двух разных углах падения, затем происходила последовательная регистрация двух спекл-структурь. В результате получаются две спекл-структуры, сдвинутые одна относительно другой (рис. 2). В качестве исследуемого образца использовалась металлическая поверхность с известной шероховатостью $R_z \leq 0.063$ мкм по

ГОСТ 2789–73 [15]. Углы падения лазерного пучка составляли 63 и 68 град.



Рис. 2. Спекл-эллипсометрические картины. Угол падения лазерного пучка 63° (*a*) и 68° (*б*)

Для металлических поверхностей шероховатость поверхности можно найти исходя из уравнения контраста спекл-картины, определяемого выражением

$$\gamma = \exp \left| -\left(\frac{2\pi\sigma}{\lambda}\sin\theta\Delta\theta\right)^2 \right|, \qquad (1)$$

где λ – длина волны лазерного излучения; σ – среднеквадратичное отклонение, характеризующее шероховатость поверхности; θ – угол падения лазерного пучка на поверхность.

Однако недостатком данного метода является низкая эффективность существующих методов анализа для расшифровки спекл-эллипсометрических картин. Преобразование Фурье не позволяет обеспечить высокоточное выделение и локализацию спеклструктур [12]. Также необходимо учитывать наличие в спекл-картине артефактов, которые вносятся ПЗСприемником.

За последние два десятилетия в мире возникло и оформилось новое научное направление, называемое вейвлет-анализом. Слово «wavelet», является переводом французского «ondelette», означает небольшие волны, следующие друг за другом. В узком смысле вейвлеты - это семейство функций, получающихся путем масштабирования и сдвигов одной, материнской, функции. В более широком смысле вейвлет - это функция, обладающая хорошей частотной локализацией, чье среднее значение равно нулю. Данный метод хорошо пригоден для решения задачи удаления артефактов из спекл-картины и выделения спекл-структур. В качестве материнского вейвлета для анализа спекл-эллипсометрических картин применен вейвлет Мейра. Выбор основан на высокой локализации данного типа вейвлетов в координатном и частотном пространствах. Вейвлет Мейра имеет следующий вид:

$$\psi(t) = 2 \int_{0}^{\infty} \sin\left[\Omega(v)\right] \cos\left[2\pi\left(t - \frac{1}{2}\right)v\right] dv .$$
 (2)

Частотная форма вейвлета

$$\hat{\psi} = \exp(j\pi\nu)\sin[\Omega(\nu)],$$
 (3)

где $\Omega(v)$ – четная, симметричная при v = 1/2 функция [16, 17].

Графически вейвлет Мейра представлен на рис. 3.

На рис. 4 представлен результат обработки спекл-картины и локализации спекл-структур с помощью двумерного высокочастотного вейвлетпреобразования. Исходное изображение (a), очищенное от шума изображение (δ), локализация спекл-структур (s). Обработка выполнялась в среде МАТLAB с использованием пакета Wavelet toolbox.



Рис. 3. Вейвлет Мейра

После обработки и анализа спекл-картины с помощью специально написанного алгоритма произведено восстановление карты поверхности шероховатого объекта. Результат представлен на рис. 5.



Рис. 4. Анализ спекл-картины с использованием вейвлета Мейра в среде MATLAB

Заключение

Приведен краткий обзор возможностей методов эллипсометрии, для исследования микрорельефа поверхностного слоя. Описан метод регистрации спекл-эллипсометрических картин, для исследования шероховатости поверхности. Эксперементально произведена регистрация спекл-эллипсометрических картин линейно поляризованного лазерного излучения, отраженного от металлической поверхности с шероховатостью. Показаны результаты компьютерной обработки спекл-картин методом вейвлетанализа и построена карта шероховатой поверхности в среде MATLAB. Производятся дальнейшее совершенствование и оптимизация алгоритмов обработки и анализа спекл-эллипсометрических картин.



Рис. 5. Карта шероховатой поверхности в среде MATLAB

Литература

1. Макеев А.В., Айрапетян В.С. Анализ современных методов исследования шероховатости поверхности деталей // Вестник СГГА. – Вып. 4(28). – С. 80–86.

2. Ржанов А.В., Свиташев К.К. и др. Основы эллипсометрии. – Новосибирск: Наука, 1978. – С. 338–343.

3. Данилова Т.М. Эллипсометрические и спектрофотометрические методы исследования и контроля оптических характеристик поверхностных слоев элементов оптотехники: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.11.07 / СПБГУИТМО. – СПб., 2011. – 22 с.

4. Стаськов Н.И., Ивашкевич И.В., Крекотень Н.А. Эллипсометрия переходных слоев полупроводник–диэлектрик // Проблемы физики, математики и техники. – 2100. – № 2 (15). – С. 18–24.

5. Свиташева С.Н. Эллипсометрия шероховатых поверхностей: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.04.05. ИФПСОРАН. – Новосибирск., 2009. – 29 с.

6. Егорова Г.А., Лонский Э.С., Потапов Е.В., Раков А.В. Эллипсометрия диффрагированного света // Микроэлектроника. – 1980. – № 9, вып. 4. – 319 с.

7. Elson J., Bennett J. Relation Between the Angular Dependence of Scattering and the Statistical Properties of Optical Sufaces // J. Opt. Soc. Am. – 1979. – Vol. 69, No. 1. – 31 p.

8. Azzam R.M.A. Polarization characteristics of scattered radiation from a diffraction grating by ellipsometry with application to surface roughness / R.M.A. Azzam, N.M. Bashara // Phys. Rev. B. - 1972. - Vol. 5, No. 12. - 4721 p.

9. Marton J.P. Chan E.C. Surface roughness interpretation of ellipsometer measurements using the generalized Maxwell Garnett theory // J. Appl. Phys. – Vol. 45, № 11. – 5008 p.

10. Ohlidal I., Lukes F. Ellipsometric parameters of randomly rough surfaces // Opt. Comm. – Vol. 5, №5. – 323 p.

11. Smith T. Effect of surface roughness on ellipsometry of Aluminium // Surf. Sci. – Vol. 56. – 252 p.

12. Скалецкая И.Е. Введение в прикладную эллипсометрию: учеб. пособие по курсу «Оптические измерения». – Ч. 2: Свойства решений ОУЭ для однородных слоёв. – СПб: СПБГУИТМО. – 2007. – С. 43–45.

13. Франсон М. Оптика спеклов. – М.: Мир. – 1980.

14. Ульянов С.С. Что такое спеклы // Соросовский образовательный журнал. – №5. – С. 1–6.

15. ГОСТ 2789–73. Шероховатость поверхности. Параметры, характеристики и обозначения.

 Меркушева А.В. Классы преобразований нестационарного сигнала в информационно-измерительных системах. – III: Время-масштабные (вейвлет) преобразо-

УДК 621.373.12: 621.372.413

А.С. Задорин, А.А. Лукина, Н. Аманбаев

Интерферометрический контроль фазовых шумов в оптоэлектронном автогенераторе с высокодобротным оптическим микрорезонатором

Отмечается, что снижение фазовых шумов микроволновых оптоэлектронных автогенераторов (ОЭАГ) может быть достигнуто на основе использования высокодобротных оптических микрорезонаторов (ОМР) двух типов. Первый из них служит для затягивания частоты АГ, а второй – в качестве дискриминатора системы автоматического регулирования (САР), для компенсации фазовых флуктуаций $\Delta \varphi$. При этом спектральный диапазон FSR (Free Spectral Range) первого ОМР выбирается равным частоте генерации АГ, а второго – превышает FSR первого более чем в два раза. Рассмотрена возможность использования для измерений $\Delta \varphi$ оптоволоконных (OB) интерферометров, построенных на основе Х-разветвителей. Предложены модели данного устройства. Ключевые слова: микроволновый автогенератор, система автоматического регулирования фазовых шумов, оптоволоконный интерферометр.

Одно из важных применений систем автоматического регулирования (САР) в схемах автогенераторов (АГ), как известно, связано с возможностью снижения фазовых шумов генерируемых в них автоколебаний $u_r(t)$ [1–3]. Так, для квазигармонического сигнала, формируемого таким АГ, $u_r(t) = U_r(t)\cos[f_0 t + \varphi_r(t)]$, регулируемыми параметрами являются медленно меняющиеся частота $f(t) = f_0 \cdot t + d\varphi_r(t)/dt$ и фаза $\psi_r(t) = f_0 \cdot t + \varphi_r(t)$.

Структурная схема простой системы такого типа показана на рис. 1. Здесь объектом управления (ОУ) является АГ, построенный по классической схеме активного элемента с высокодобротной колебательной системой в петле обратной связи [1-3], формирующий колебание $u_r(t)$, частота или фаза которого подвергается регулировке. С этой целью в схему вводится частотный или фазовый дискриминатор (Д), в котором производится сравнение текущих значений параметров $\omega(t)$, $\psi_r(t)$ входного сигнала $u_{\rm c}(t)$ и управляемого колебания $u_{\rm r}(t)$. Результатом этого сравнения является формирование сигнала ошибки e(t), величина и знак которого пропорциональны рассогласованию $e(t) = u_r(t) - u_c(t)$. Для обеспечения необходимых быстродействия и точности сигнал ошибки e(t) подвергается обработке в цепи управления (ЦУ). В результате формируется управляющий сигнал g(t), поступающий на вход схемы управления (УПР), соединенной с АГ. Управитель (УПР) в соответствии с сигналом g(t) вносит необходимую коррекцию $\Delta x(t)$ регулируемого параметра (ОУ), действуя в сторону уменьшения текущего рассогласования координат $\omega(t)$ или $\psi_r(t)$. В литературе данный узел также называется пропорционально-интегрально-дифференциальным (ПИД) регулятором [3]

Связь изменения $\Delta x(t)$ с регулирующим воздействием g(t) чаще всего описывается линейным уравнением

вания для спектрально-временного анализа // Научное

ботка сигналов и изображений: специальный справочник. -

17. Дьяконов В., Абраменкова И. MATLAB. Обра-

приборостроение. - 2002. - Т. 12, № 3.- С. 68-82.

СПб.: Питер, 2002. - 608 с.

$$\Delta x(t) = S_{\rm v} \cdot K_{\rm v} \cdot e(t), \tag{1}$$

где S_y – чувствительность управителя, а K_y – коэффициент передачи петли ОС рассматриваемой САР. При определенных условиях связь между рассогласованием параметров $\Delta x(t)$ и сигналом ошибки e(t)имеет вид [1]

$$e = E \cdot F(\Delta x), \tag{2}$$

где E – максимальное значение сигнала ошибки, $F(\Delta x)$ – дискриминационная характеристика (ДХ) блока Д на рис. 1, минимальное и максимальное значения которой равно, –1 и +1 соответственно.



Рис. 1. Структурная схема САР АГ

В качестве примера на рис. 2 показана типичная ДХ частотного детектора (ЧД), построенного на основе смесителя сигналов $u_r(t)$ и $u_c(t)$, формирующего колебание с разностной частотой, и усилителя с двумя симметрично расстроенными относительно центральной частоты дискриминатора резонансными контурами [1]. Ее особенностью является ограниченность области квазилинейной зависимости $\Delta \omega$ и e(t).

Принцип построения дискриминатора САР в системе управления частотой генератора, построенной на основе диэлектрического резонатора радио-

частотного (РЧ) диапазона, и соответствующие дискриминационные характеристики поясняется рис. 3, a, δ [4–6].



Рис. 2. Дискриминационная характеристика частотного детектора





фазовых и амплитудных флуктуаций [3]

Аналогичный вид имеют ДХ фазовых детекторов [2–6]. На практике для этой цели используется преобразование частотной вариации δf относительно резонансной частоты f_0 в соответствии с ФЧХ на рис. 3, δ .

Одним из наиболее эффективных методов организации САР для контроля фазовых флуктуаций сигнала АГ является применение микроволновой интерферометрии для подавления несущей с целью выделения фазового сдвига $\Delta \varphi(t)$ как управляющего воздействия на основную петлю ОС АГ (рис. 3, *e*) [3]. Примеры такой организации САР, дополняющей основную петлю ОС, представлены на рис. 4 [5–7]. Здесь показано применение микроволновой интерферометрии [5] для подавления несущей с целью выделения фазового сдвига $\Delta \varphi(t)$ как управляющего воздействия на основную петлю ОС АГ [5].

Идея измерения малых флуктуаций амплитуды и фазы в устройствах на рис. 4 основана на предложенном 1968 г. высокочувствительном интерферометрическом методе измерений [8], который был использован авторами [7] для построения малошумящих АГ. Структура такого СВЧ-интерферометра показана на рис. 3, *в.* Здесь регулярные части несущей частоты, прошедшей через плечо Δ тестируемого устройства и опорное плечо Σ , взаимно гасятся. Сигнал с подавленной несущей, таким образом, будет содержать лишь фазовые и амплитудные флуктуации.

Следует заметить, что в отличие от рис. 3, ϵ в схемах САР на рис. 4 сумматор интерферирующих волн заменен на смеситель. В данной связи использование авторами [5–7] термина «интерферометр» для обозначения сугубо нелинейных устройств, используемых в представленных схемах для выделения разности фаз $\Delta \varphi(t)$, строго говоря, не точно. Интерференция, как известно, является классическим линейным эффектом [9]. По нашему мнению, здесь более точным термином является введенное Д.П. Царапкиным определение указанных типов САР как системы с комбинированной стабилизацией частоты (КСС) [2, 4].

В данном методе стабилизирующий РЧ-резонатор используется одновременно как элемент затягивания частоты и как дискриминатор САР. При этом подавление фазовых флуктуаций АГ вблизи несущей определяется одновременным воздействием обоих механизмов регулирования.

Развитием приведенных выше схем АГ-СВЧ являются оптоэлектронные автогенераторы (ОЭАГ), в которых за счет промежуточных преобразований энергии СВЧ-колебаний в энергию световой волны с несущей частотой v_0 реализуется возможность использования в качестве резонансной системы АГ высокодобротных оптических микрорезонаторов [2, 10]. Такие устройства обеспечивают минимальный уровень фазовых шумов, описываемый спектральной плотностью мощности его излучения L(f) в одной боковой полосе при заданной отстройке f от несущей частоты f_0 в частотном интервале 1 Гц [11].

Схема ОЭАГ показана на рис. 5. Наиболее высокие значения ненагруженной добротности Q_0 таких устройств в широком температурном диапазоне достигаются в высокодобротных оптических микрорезонаторах (ОМР), возбуждаемых гибридными модами EH_{mnk} , HE_{mnk} с большим азимутальным m, но низкими радиальным и аксиальным индексами n и $k \sim 1$. В литературе данный тип фундаментальных мод ОМР называется модами «шепчущей галереи» (МШГ) [2, 12].





В отличие от рис. 3, 4 представленная на рис. 5 схема ОЭАГ в принципе является простой реализацией классического АГ, построенного на основе затягивания частоты формируемого сигнала высокодобротным резонатором в активной петле обратной связи.

В данной связи представляется важным исследование возможностей дальнейшего снижения уровня L(f), в том числе за счет применения интерферометрических схем САР, показанных на рис. 4. Настоящая работа преследует именно эту цель.

Организация интерферометрического

контроля в САР ОЭАГ

Рассматривая механизмы фазовых шумов ОЭАГ, прежде всего следует отметить шумы лазерного диода (ЛД).

В простых конструкциях ЛД, как и в других автоколебательных системах, построенных без использования САР по стабилизации частоты, определяющее воздействие на уровень L(f) оказывает добротность соответствующей резонансной системы Q0 [3]. Дополнительное снижение уровня L(f) ЛД в настоящее время достигается за счет использования САР, построенных, например, по методу Паунда– Древера–Холла [13].

Другой независимый механизм образования фазовых шумов в контуре ОЭАГ связан с использованием в ОЭАГ медиаконвертера (блок ЭОМ на рис. 5), в котором осуществляется амплитудная модуляция (АМ) лазерного излучения радиочастотным (РЧ) сигналом $u_{r}(t) = U_{r}(t)\cos[f_{0}\cdot t + \varphi_{r}(t)]$. Как видно из рисунка, $u_{r}(t)$ формируется в фотоприемнике ОЭМ в результате биений оптической несущей с боковыми составляющими в спектре оптического АМ-сигнала, отстоящими от несущей v_0 на $\pm f_0$. Его дальнейшая обработка в радиочастотном тракте ОЭАГ - усиление, фильтрация и преобразование в оптический сигнал, естественно, приводит к случайным флуктуациям фазы $\Delta \varphi(t)$ и соответствующим искажениям боковых составляющих в спектре АМ-поля оптического пучка на выходе медиаконвертера. В схемах рис. 3, 4 указанные флуктуации фиксируются фазовым дискриминатором САР, построенным на основе РЧ-резонатора. Однако в схеме ОЭАГ такого резонатора нет. Здесь резонансная система АГ представлена основным оптическим микрорезонатором АГ, спектр резонансных частот которого подбирается так, чтобы обеспечить селекцию не только несущей, но и обоих упомянутых боковых составляющих.



Рис. 5. Структурная схема ОЭАГ на основе ОМР: ОЭМ – лазерный диод в составе передающего оптоэлектронного модуля; ОВ – одномодовое оптическое волокно; ЭОМ – электрооптический модулятор; ОЭМ – фотодиод в составе приемного оптоэлектронного модуля

Указанное требование, очевидно, удовлетворяется, если ширина Δv спектрального диапазона FSR (Free Spectral Range) ОМР совпадает с частотой генерации f_0 .

К сожалению, резонатор, ориентированный на поддержку такого АМ-сигнала, малопригоден для использования его в качестве дискриминатора фазовых флуктуаций $\Delta \varphi(t)$. Данный недостаток ОМР, являющийся следствием интерференции боковых частот $v_0 \pm f_0$, можно преодолеть, например, за счет введения в схему ОЭАГ дополнительного резонатора ОМР-Д, специально предназначенного для выделения только одной из указанных частот $v_0 \pm f_0$. Из изложенного несложно установить требования к резонансной частоте v'_0 и FSR $\Delta v'$ OMP-Д:

$$\begin{array}{l} \nu_0' = \nu_0 \pm f_0, \\ \Delta \nu' > 2 f_0. \end{array} \tag{3}$$

Для подключния рассмотренного дискриминатора ОМР-Д в волоконно-оптический тракт ОЭАГ могут использоваться разветвители с тремя волоконными выводами – Ү-разветвители [14] (рис. 6).

Такое устройство описывается четырьмя матричными коэффициентами, характеризующими передачу интенсивности из нулевого в 1-й и 2-й выводы и наоборот, из 1-го и 2-го в нулевой, т.е. [14, 15]

$$I_{1Bbix} = k_{01}I_{0Bx}, \ I_{2Bbix} = k_{02}I_{0Bx}.$$
(4)

На практике У-разветвители обладают малыми внутренними потерями и их можно полагать симметричными, т.е. $k_{10} = k_{01}$, и $k_{20} = k_{02}$. Если пренебречь внутренними потерями, то получим k

$$k_{10} + k_{02} = k_{10} + k_{20} = 1.$$
⁽⁵⁾



Рис. 6. Волоконный У-разветвитель как аналог полупрозрачного зеркала

Особенностью построения схем САР ОЭАГ, аналогичных рис. 3, 4, является необходимость измерения фазовых сдвигов на оптических частотах v₀ в сотни терагерц.



Рис. 7. САР ОЭАГ на основе оптического интерферометра

Такого рода контроль флуктуаций амплитуды и фазы несущего колебания сопряжен со значительными техническими трудностями, которые усугубляются также и тем, что мощность выходного сигнала ОЭАГ на много порядков превышает измеряемую мощность его фазовых флуктуаций. Указанные трудности могут быть преодолены, например, за счет подавления оптической несущей в рамках упомянутого ранее интерферометрического метода измерений, обеспечивающего измерение фазовых флуктуаций $\Delta \varphi(t)$ на нулевой частоте. В качестве аппаратного устройства для подавления частоты v(t)обычно используются различные типы оптических интерферометров [9]. Для простоты сопряжения

такого интерферометра с оптическим блоком оптоэлектронного генератора на рис. 5 его схему удобно строить на основе волоконно-оптических (ВО) X-разветвителей, имеющих две пары волоконных выводов (рис. 7) [14, 15]. Свойства данного элемента характеризуются коэффициентами передачи k_{ij} , определяемыми в соответствии с формулой

$$I_{j\rm Bbix} = k_{ij} I_{i\rm Bx}.$$
 (6)

Здесь $I_{jвых}$ – выходная интенсивность на *j*-м выводе при входной интенсивности $I_{iвх}$ на *i*-м входе и нулевой входной интенсивности на остальных выводах.

С помощью (6) можно показать, что, например, одновременное возбуждение 1-го и 2-го портов такого устройства оптическими сигналами с равными интенсивностями I_0 и частотами, но сдвинутыми по фазе на $\Delta \varphi(t)$ приведет к формированию в портах 3 и 4 следующих интерференционных оптических полей с интенсивностями

$$\begin{cases} I_{3}(t) = I_{0}(t)\sin^{2}(\Delta\varphi(t)), \\ I_{4}(t) = I_{0}(t)\cos^{2}(\Delta\varphi(t)). \end{cases}$$
(7)

Из последних формул несложно установить функцию преобразования рассматриваемого интерферометра, связывающую интенсивности I_3 и I_4 в его выходных портах с измеряемым фазовым сдвигом $\Delta \varphi(t)$:

$$\cos(2\Delta\varphi(t)) = [I_4(t) - I_3(t)]/[I_3(t) + I_4(t)].$$
(8)

При аппаратной реализации алгоритма (7) по измерению $\Delta \varphi(t)$ в схеме ОЭАГ, как и в схемах по рис. 3, 4, фазовая флуктуация $\Delta \varphi(t)$ в контуре автогенератора проявляется в относительном фазовом сдвиге оптического сигнала в портах высокодобротного микрорезонатора ОМР-Д и измеряется интерферометром по схеме рис. 7. Техника компенсации $\Delta \varphi(t)$ аналогична использованной на схемах рис. 3, 4.

Регулируемые оптические фазовращатели и аттенюатор необходимы для балансировки плеч интерферометра.

Можно ожидать, что предложенная выше схема аппаратной реализации автоматической компенсации фазовых флуктуаций в ОЭАГ окажется не менее эффективной, как и аналогичные схемы радиочастотного диапазона.

Литература

1. Капранов М.В., Кулешов В.Н., Уткин Г.М. Теория колебаний в радиотехнике. – М.: Наука, 1984. – 320 с.

2. Царапкин Д.П. Методы генерирования СВЧ колебаний с минимальным уровнем фазовых шумов: дис. ... д-ра техн. наук. – М., 2004.

 Риле Ф. Стандарты частоты. Принципы и приложения / пер. с англ. – М.: Физматлит, 2009.

4. Tsarapkin D., Shtin N. Whispering Gallery Traveling Interferometer for Low Phase Noise Applications // IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings. – 2004. – PP. 762–765.

5. Ivanov E., Tobar M., Woode R. Applications of Interferometric Signal Processing to Phase-noise Reduction in Microwave Oscillators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – October 1998. – Vol. 46, № 10. – PP. 1537–1545.

6. Ivanov E.N., Tobar M.E., Woode R.A. Microwave interferometry: Application to precision measurements and noise reduction techniques // IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Frea, Contr. – 1998. – Vol. 45. – PP. 1526–1536.

7. Tobar M., Ivanov E., Blondy P. et al. High-Q Whispering Gallery Traveling Wave Resonators for Oscillator Frequency Stabilization // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectric and Frequency Control. – March 2000. – Vol. 47, № 3. – PP. 421–426.

8. Sann K. H. The measurement of near-carrier noise in microwave amplifiers // IEEE Trans. Microw. Theory Tech.. MTT-16. – 1968. – PP. 761–766.

9. Хаус Х. Волны и поля в оптоэлектронике. – М.: Мир, 1988. – 432 с.

10. Steve Yao X., Lute Maleki. Optoelectronic microwave oscillator // Journal of the Optical Society of America B. – August 1996. – Vol. 13, No. 8. – PP. 1725–1735.

11. 1139-2008. – IEEE Standard Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and Time Metrology-Random Instabilities, IEEE, Feb. 2009.

12. Городецкий М.Л. Оптические микрорезонаторы с гигантской добротностью. – М.: Физматлит, 2011. – 415 с.

13. Black E.D. An introduction to Pound-Drever-Hall laser frequency stabilization // American Journal of Physics. – 2001. – Vol. 69. – 79 p.

14. Лиокумович Л.Б. Волоконно-оптические интерферометрические измерения. – Ч. 1: Волоконно-оптические интерферометры. – СПб.: Изд-во политехн, ун-та, 2007. – 110 с.

15. Сайт: Специальные системы. Фотоника // http://sphotonics.ru/catalog/amplitude-eo-modulator/mx-ln-10/

УДК 621.373.12: 621.372.413

А.С. Задорин, А.А. Лукина

Система стабилизации лазерного излучения на основе высокодобротного планарного оптического дискового микрорезонатора

Отмечается, что улучшение массогабаритных показателей PDH-систем стабилизации частоты лазерного излучения может быть обеспечено в PDH-схемах с использованием высокодобротных оптических микрорезонаторов (ОМР), работающих в режиме резонанса бегущей волны (РБВ).

Ключевые слова: метод Паунда–Древера, диэлектрический дисковый резонатор, мода шепчущей галереи, резонанс бегущей волны.

В настоящее время основным методом стабилизации частоты автогенераторов (АГ) оптического диапазона (лазеров) является метод Паунда-Древера-Холла (Pound-Drever-Hall – PDH) [1], обеспечивающий решение этой проблемы за счет использования системы автоматического регулирования на основе ПИД-регулятора, обеспечивающего динамическую подстройку частоты лазера относительно внешней высокодобротной резонансной системы. Техника PDH имеет широкий спектр применений, включая интерферометрические гравитационные измерения, атомную физику, а также стандарты измерения времени [2]. Идея PDH, как известно, является адаптацией к оптическому диапазону предложенного Паундом в 1946 г. метода стабилизации частоты микроволновых автогенераторов [3]. Структурная схема такой системы приведена на рис. 1. В ее основе лежит принцип фазовой модуляции (ФМ) несущей частоты у стабилизируемого АГ гармоническим- сигналом с частотой F_м. Как известно, при малых индексах $\beta << 1 \ \Phi M$ светового поля с амплитудой E₀ и частотой v гармоническим колебанием с частотой F_м спектр лазерного пучка на выходе модулятора содержит три частотные составляющие [1]:

 $E \approx E_0 \{ j_0 \exp[ivt] + j_{+1} \exp[i(v + F_M)t] + j_{-1} \exp[v - F_M]t \}.$ (1)

Из (1) видно, что при ФМ в рассматриваемом случае в спектре лазерного излучения кроме центральной составляющей ~ J₀ присутствуют также две противофазные боковые компоненты $\sim J_{\pm 1}$, отстоящие от частоты v на $\pm F_{\rm M}$. Полоса захвата системы определяется частотным интервалом 2 F_м между указанными боковыми составляющими фазомодулированного светового излучения. При больших частотных флуктуациях лазерного излучения система PDH чаще всего конструируется так, чтобы данный интервал значительно превышал полосу пропускания $F_{\rm M} >> \delta v$ внешнего опорного оптического резонатора, в качестве которого чаще всего используется высокодобротный резонатор Фабри Перо (РФП). В данной схеме резонатор используется в качестве дискриминатора отклонения частоты v относительно резонансной частоты v₀ эталона РФП. С этой целью в соответствии с рис. 1 производится измерение интенсивности света, отраженного от данного эталонного резонатора. Соответствующий коэффициент отражения определится как [4]

$$\Gamma = \frac{\frac{\delta_c}{\delta_0} - 1 - i\zeta Q_0}{\frac{\delta_c}{\delta_0} + 1 + i\zeta Q_0}.$$
(2)

Здесь Q_0 , $\zeta = v/v_0 - v_0/v$ – ненагруженная добротность и обобщенная расстройка резонатора, δ_0 , δ_c – декременты затухания резонатора и элемента связи.

Результаты расчета частотных зависимостей действительной части коэффициента Γ , в дальнейшем обозначенного как R, его производной R'(v) по частоте, а также $\varphi(v)$ приведены на рис. 2.



Рис. 2. Зависимости модуля R(v) и его производной R'(v)(*a*), а также фазы $2\varphi(v)/\pi$ (δ) коэффициента отражения Г световой волны от оптического резонатора от относительной расстройки v/v0

Из представленных данных следует, что спектральная зависимость интенсивности отраженного от резонатора светового пучка имеет характерную форму резонансной кривой, а фаза поля изменяется в пределах $\pm \pi/2$ и переходит через 0 на частоте v_0 . Важно отметить, что при этом частотная производная R'(v) на v_0 также изменяет знак. Этот факт по существу и положен в основу АГ Паунда [3] при медленной перестройке ФМ-модулятора ($F_{\rm M} \approx \delta v$). С этой целью несущая частота АГ v_0 по схеме рис. 1 дополняется двумя боковыми составляющими $v_0 \pm f_{\rm m}$ с равными амплитудами, но с противоположными фазами. При отражении указанные составляющие поля, очевидно, полностью компенсируют друг дру-

га, если частота отраженного пучка совпадает с осью симметрии кривой R(v), т.е. резонансной частотой v_0 . На других частотах такая компенсация невозможна, поэтому зависимость R'(v) приобретает вид показанной на рис. 2, *а* и используется для формирования показанного сигнала ошибки $U_e(\Delta v)$, возникающего при мгновенном отклонения частоты v(t) от v_0 и используемого для активизации системы автоподстройки частоты v(t).

Технически это достигается за счет отражения стабилизируемого светового пучка от РФП, измерения его интенсивности и регистрации сигналов биений между частотами v и $v \pm f_{\rm M}$. Указанные биения выделяются синхронным детектором, формируемым сигнал ошибки. После фильтрации этот сигнал используется в системе обратной связи (ОС) лазера. С ее помощью отклонение сигнала ошибки от нулевого значения отрабатывается сервоэлементом в петле ОС. Из рис. 2 видно, что крутой склон сигнала ошибки позволяет обеспечить эффективную стабилизацию частоты лазера системой PDH.

Больший практический интерес представляет режим быстрой перестройки ФМ-модулятора, при котором модулирующая частота $F_{\rm M}$ намного превышает полосу частот эталонного резонатора δv , а спектральный диапазон захвата системы максимален.

Установим зависимости сигнала ошибки U_e от относительной расстройки v/v_0 частоты сигнала АГ относительно v_0 для обоих из названных режимов. Для этого действительные части амплитуд отраженных от резонатора оптической несущей и боковых составляющих, обозначим как $P_c = E_0^2 J_0^2(\beta)$ и $P_s = E_0^2 J_s^2(\beta)$, а фазу первой из них как ϕ_b . При этом фазы коэффициентов отражения нижней и верхней боковых составляющих обозначим как φ_s^2 будем обозначать как P_0 .

С учетом данных обозначений несложно найти мощность сигнала биений частоте $F_{\rm M}$, формируемого отраженными от резонатора составляющими поля (1) в резистивной нагрузке фотодиода (ФД) с номиналом r_0 :

$$P_{r}(F_{M}) = |V_{0}|^{2} / 2r_{0} * \{-\sqrt{R_{c}R_{sa}P_{c}P_{s}} \cos[F_{M}t - (\phi_{b} - \phi_{sa})] + \sqrt{R_{c}R_{sc}P_{c}P_{s}} \cos[F_{M}t - (\phi_{b} - \phi_{sc})]\},$$
(3)

где V₀ – средняя амплитуда немодулированного оптического сигнала в указанной нагрузке ФД.

Заметим, что при выводе последнего соотношения сигнал локального генератора $\Phi M \quad u_{lo}(t)$ на рис. 1 полагался пропорциональным $\sim U_{lo}(t) \sin(F_M t)$. Выполнение данного требования обеспечивается за счет фазирования $u_{lo}(t)$ специально введенным в схему для этой цели перестраиваемым фазовращателем. С учетом сделанного замечания получим, что в результате синхронного детектирования сигнала (3) по схеме рис. 1 искомое значение U_e на выходе ФНЧ будет

$$U_{e} = |V_{0}|^{2} U_{lo} J_{0}(\beta) J_{1}(\beta) \sqrt{R_{c}} P_{0} / 2r_{0} \times \times \{\sqrt{R_{sa}} (\sin\varphi_{b} \cos\varphi_{a} - \cos\varphi_{b} \sin\varphi_{a}) + + \sqrt{R_{sb}} (\sin\varphi_{b} \cos\varphi_{a} - \cos\varphi_{b} \sin\varphi_{a}) \}.$$
(4)

Воспользуемся полученным выражением для описания режима медленной ФМ, где $F_{\rm M} \ll \delta v$. Полагая, что в данном случае выполняются соотношения

$$\begin{array}{l} \sqrt{R_c R_s \approx R_s,} \\ \varphi_{sa} = \varphi_b - \Delta \varphi_s \\ \varphi_{sc} = \varphi_b + \Delta \varphi_s \end{array} \tag{5}$$

из (4) получим

$$U_{e}(F_{M}) = |V_{0}|^{2} / n_{0} U_{lo} J_{0}(\beta) J_{1}(\beta) P_{0}[(dR_{c}/d\nu) \times (d\nu/d\varphi)] \Delta \varphi \approx$$

$$\approx V_{0}|^{2} / n_{0} \cdot U_{lo} J_{0}(\beta) J_{1}(\beta) P_{0}[(dR_{c}/d\nu) F_{M}].$$
(6)

Можно показать, что в режиме $F_{\rm M} \ll \delta v$ полученное выражение для сигнала ошибки совпадает с известным из литературы [1].

Рассчитанные по формуле (6) графики зависимостей $U_e(F_M)$ для различных скоростей ФМ приведены на рис. 3.



Рис. 3. Зависимость сигнала ошибки U_e от относительной расстройки v/v₀ при медленной ΦМ: *a* – расчет по формуле (6), *б* – данные работы [1], в которых *dv* нормировано относительно FSR (Free Spectral Range)

Из них видно, что с увеличением частоты $F_{\rm M}$ монотонно расширяется диапазон частотной регулировки лазера. Отсюда следует перспективность перевода схемы PDH в режим быстрой ФМ, когда $F_{\rm M}$ >> δv . По этой причине в данном режиме в диапазон Δv попадает лишь одна составляющая отраженного оптического сигнала (1). Пусть, например,

это будет несущая частота v лазера. В этом случае имеем

$$\begin{array}{l} \nu \approx \nu_0, \\ R_{sa} = R_{sb} = 1, \\ \phi_{sa} = \phi_{sb} = 0. \end{array}$$
 (7)

Подставляя (7) в (4), получим:

$$U_{e}(F_{M}) = |V_{0}|^{2} / r_{0} \cdot U_{lo}J_{0}(\beta)J_{1}(\beta)\sqrt{R_{c}P_{0}}\sin(\varphi_{b}F_{M}).$$
(8)

Как видим, ход зависимости $U_{e}(v)$ здесь повторяет график фазовой зависимости рис. 2, δ .

Если же в полосу пропускания опорного резонатора попадает только одна, например первая из боковых составляющих (1), тогда вместо (7) имеем

$$\begin{array}{c}
\nu - F_M \approx \nu_0, \\
R_c = R_{sc} = 1, \\
\phi_h = \phi_{sc} = 0.
\end{array}$$
(9)

Тогда из (4), (9) получим

$$U_{e}(F_{M}) = -|V_{0}|^{2} / r_{0} \cdot U_{lo} J_{0}(\beta) J_{1}(\beta) \sqrt{R_{c}} P_{0} \sin(\varphi_{b} F_{M}) .$$
(10)

Аналогично для второй боковой соотношения (9) имеют вид

$$\begin{array}{l} \mathbf{v} + F_M \approx \mathbf{v}_0, \\ R_c = R_{sa} = 1, \\ \phi_b = \phi_{sa} = 0. \end{array} \right\}$$
(11)

Отсюда и из (9) получаем выражение для сигнала ошибки системы PDH, полностью совпадающее с (10). Графики, рассчитанные по формулами (7)–(11) для различных модулирующих частот $F_{\rm M}$, представлены на рис. 4. На рис. 5 для сравнения приведен график экспериментальной зависимости $U_e(\Delta v)$, измеренный специалистами фирмы Vescent Photonics Lasers & Locking Electronics [7], демонстрирующий хорошее качественное соответствие расчетных и опытных данных.

На рис. 6 показаны взятые из работы [8] примеры динамической зависимости сигнала ошибки $U_e(t)$ и соответствующие спектральные кривые при включенной и выключенной системе PDH.

Для ряда приложений недостатком схемы авторегулирования по рис. 1 можно считать относительно большие габариты схемы PDH, в основном определяемые размерами РФП и не позволяющие совместить ее размеры с габаритами интегральных микросхем.

Поэтому целью настоящей работы является изучение возможностей сокращения массогабаритных показателей указанной системы. Ниже рассматривается применимость в ней показанного на рис. 6 высокодобротного планарного оптического дискового микрорезонатора (ДОМР), возбуждаемого гибридными модами ЕН_{*mnk*}, НЕ_{*mnk*} с большим азимутальным *m*, но низкими радиальным и аксиальным индексами *n* и $k \sim 1$. В литературе данный тип фундаментальных мод ОМР называется модами «шепчущей галереи» (МШГ) [4].



Рис. 4. Зависимость сигнала ошибки U_e от относительной расстройки v/v_0 при быстрой ФМ



 $U_{\rm e}(\Delta v)$ системы PDH [7]

Характеристики дискового микрорезонатора

Рассмотрим оптический дисковый диэлектрический микрорезонатор, возбуждаемый на одной из его резонансных частот ω_0 фундаментальной азимутальной модой (рис. 6). Радиус и высоту резонаторного диска обозначим как R_0 и h, а его показатель преломления материала на длине световой волны λ_0 как n_s. Одномодовый элемент связи ЭС, представляющий собой оптический направленный ответвитель, обеспечивает направленное возбуждение резонатора и съем отраженного от него сигнала. Вместе с ЭС рассматриваемый ДОМР образует проходную резонансную систему ОЭАГ (рис. 6, б). Полутоновой штриховкой на этом рисунке отмечены максимумы энергии поля E_0 МШГ, расположенные в пределах кольцевой области, ограниченной внешней и внутренней каустиками моды с радиусами R_{in} и R_{out} .



Рис. 6. Пример возможной топологии оптического микрорезонатора с элементом связи в виде планарного оптического волновода [5] (*a*) и его структурная схема (*б*)

Прежде всего заметим, что в типичном для работы ОЭАГ стационарном режиме на резонансной частоте ДОМР амплитуда поля МШГ E_0 , как известно, определяется декрементами затухания резонатора δ_0 и элементов связи δ_c [4, 6]:

Секция 11. Оптоэлектроника и фотоника

$$E_0 = \frac{j\Gamma \cdot B_{in}}{\delta_0 + \delta_c} \sqrt{\frac{2\delta_c}{\tau_0}} , \qquad (12)$$

где коэффициент $\Gamma \leq 1$ определяется нормированным скалярным произведением векторов напряженности полей мод ЭС **В**_{in} и МШГ **A**₀ в области связи:

$$\Gamma = \frac{\mathbf{A}_0 \cdot \mathbf{B}_{in}}{|\mathbf{A}_0| |\mathbf{B}_{in}|},$$
(13)

$$\delta_0 = \frac{\alpha c}{2n_s}, \quad \delta_c = \frac{T^2}{2\tau_0}, \quad \tau_0 = \frac{2\pi n_s R_0}{c}, \quad (14)$$

T – коэффициент передачи направленного ответвителя ЭС, α – коэффициент затухания мощности МШГ в ДОМР, *с* – скорость света.

Нагруженная добротность Q_{oh} рассматриваемой резонансной оптической системы определяется собственной добротностью резонатора Q_{0o} и добротностью связи Q_c и выражается через указанные выше параметры как [4, 6]

$$\frac{1}{Q_{\rm OH}} = \frac{1}{Q_{00}} + \frac{1}{Q_{\rm c}} = \frac{2\delta_0}{\omega_0} + \frac{2\delta_{\rm c}}{\omega_0} \,. \tag{15}$$

Для заданного Q_c добротность связи обычно выбирают из условия максимума запасенной в резонаторе энергии $E_0 \sim (A_0)^2$ [4, 6]. Из (12) видно, что данное требование выполняется в условиях критической связи между ДОМР и ЭС-Н,С, когда $\delta_0 = \delta_c$. Из приведенных формул видно, что в данном случае амплитуда волны накачки на выходе ЭС обращается в ноль. Анализ механизмов, ограничивающих собственную добротность резонатора Q_{00} , показывает, что основными среди них являются рассеяние на термодинамических флуктуациях плотности и рассеяние на поверхностных неоднородностях ДОМР [5]. Соответствующие оценки для Q_{00} дают величину ~10¹², намного превосходящую соответствующие значения добротности РФП [4].

Важнейшим параметром резонансной системы ОЭАГ является ее спектр оптических резонансных частот v_{0m} . При их выборе необходимо учитывать принцип работы ОАЭГ рис. 1, основанный на амплитудной модуляции в ЭОМ оптической несущей СВЧ-колебанием с частотой f_0 . В данной связи ДОМР должен обеспечивать резонанс на трех частотах, отстоящих друг от друга на равный частотный интервал $\Delta v_{0m} = f_0$. Для предварительного индекса МШГ *т* можно воспользоваться соотношением [5]

$$v_{0m} = \frac{c\sqrt{\tilde{y}_m^2 + \beta_m^2 R}}{2\pi n_s R} \,, \tag{16}$$

где
$$\tilde{y}_m = T_m - \frac{1}{Pn_s\sqrt{n_s^2 - 1}}$$
, $\beta_m = \frac{\pi}{h + \frac{2Pn_sR}{\tilde{y}_m\sqrt{n_s^2 - 1}}}$,

$$T_m \approx m - \alpha_1 \left(\frac{m}{2}\right)^{1/3} + \frac{3\alpha_1^2}{20} \left(\frac{m}{2}\right)^{-1/3} + \frac{3\alpha_1^3}{1400} \left(\frac{m}{2}\right)^{-1} - 1 - \breve{n}$$

ноль цилиндрической функции Бесселя; $\alpha_1 - 1$ -й корень функции Эйри; P – параметр типа МШГ (для ТЕ-мод P = 1, ТМ-мод $P = 1/(n_s)^2$).

Анализ формулы (7) показывает, что требование эквидистантности спектра ДОМР $\Delta v_{0m} = f_0$ выполняется при больших азимутальных индексах МШГ. Приведенная приближенная зависимость $v_{0m}(n_s, R_0, f_0)$ пригодна для оценки размеров резонатора и выбора его материала. Так, для кварцевого ДОМР с размерами $R_0 = 3$ мм; h = 0,5 мкм и $n_s = 1,5$ расчет зависимости частот v_{0m} от m = 16246 + n по формуле (7) дает $v_{016247+n} \approx (200,007 + 10,724 \times 10^{-3} n)$, ТГц. Здесь *n* меняется от 0 до 14.

В качестве элемента связи ЭС резонатора по рис.3 предлагается волноводная структура, расположенная вблизи экваториальной плоскости ДОМР [4, 6]. Функциональность такого устройства основана на принципах локализации и синхронизма, ставящих в соответствие каждой волноводной моде резонатора расстояние, на котором тангенциальная к поверхности ОМР скорость волны достигает скорости света в ЭС. Именно в этой области обеспечивается возможность ее туннелирования в волноводную структуру устройства связи [4].

Приведенные оценки показывают возможности практической реализации резонансной системы PDH на основе ДОМР.

Литература

1. Eric D Black. An introduction to Pound-Drever-Hall laser frequency stabilization // American Journal of Physics. – 2001. – Vol. 69, No. 79.

2. Drever R.W.P., Hall J.L., Kowalski F.V.et al. Laser phase and frequency stabilization using an optical resonator // Appl. Phys. – 1983. – B 31, No. 97.

3. Pound R.V. Electronic frequency stabilization of microwave oscillators // Rev. Sci. Instrum. – 1946. – Vol. 17, No. 490. – PP. 1–16.

4. Городецкий М.Л. Оптические микрорезонаторы с гигантской добротностью. – М.: Физматлит, 2011. – 415 с.

5. Fei Lou, Lars Thylen, Lech Wosinski. Experimental demonstration of silicon-based metallic whispering gallery mode disk resonators and their thermotuning // The Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC). – 2014.

6. Хаус X. Волны и поля в оптоэлектронике. – М.: Мир, 1988. – 432 с.

7. Pound-Drever-Hall Locking of a Chip External Cavity Laser to a High-Finesse Cavity Using Vescent Photonics Lasers & Locking Electronics. – http://www.vescent.com/apptech-notes/pound-drevel-hall-cavity-locking/

8. Josue Davila-Rodriguez, Ibrahim Ozdur, Charles Williams, Peter J. Delfyett. A semiconductor-based, frequencystabilized mode-locked laser using a phase modulator and an intracavity etalon // Opt. Lett. – 2010. – Vol. 35. – PP. 4130–4132.

268

В.И. Корепанов, С.Б. Туранов

Адаптивная система облучения растений в теплицах

Обсуждаются способы создания экономичных светодиодных облучательных установок для теплиц, проблемы, связанные с их созданием, приводится обоснование путей их решения. Ключевые слова: энергосбережение, тепличное освещение, светодиоды, адаптивное облучение.

Преимущества применения светодиодного облучения в тепличных хозяйствах отмечают многие [1–6]. Однако считается, что выгодным с экономической точки зрения может быть использование СД только в качестве дополнительной досветки растений, например внутри ценоза. Использование СДоблучателей как основного источника излучения сдерживается их высокой стоимостью [7]. Например, стоимость наиболее популярных тепличных источников излучения – натриевых ламп мощностью 600 Вт вместе с пускорегулирующей аппаратурой в 2–3 раза ниже, чем стоимость светодиодного светильника мощностью 100–200 Вт.

Однако многие авторы говорят о перспективности применения светодиодов для создания и основной системы облучения растений [1–7]. При этом в качестве главных преимуществ всегда отмечается, что СД обладают сроком службы в 2–3 раза выше натриевых ламп, и такие облучатели позволяют создавать сбалансированные по спектру потоки излучения.

В [6, 8] нами обоснованы основные принципы повышения энергоэффективности облучателей для теплиц. Основной принцип – разработка адаптивных систем облучения, состоящих из 3 основных элементов:

 облучатель с базовым оптимальным спектром излучения, заданным оптимальным светораспределением, заданным потоком ФАР и возможностью управления этими параметрами;

 – система управления и мониторинга состояния окружающей среды;

 компьютерная база данных с требованиями к светоцветовой среде в различные моменты времени и состояния окружающей среды (времени суток, погоды и пр.).

Облучатель

Исходя из требований растений, облучатель должен обладать базовым спектром излучения и потоком ФАР (380–750 нм), оптимальной конструкцией, обеспечивающей: требуемую мощность, возможность изменять параметры излучения, удобство монтажа и эксплуатации, необходимые, но достаточные потоки, равномерное их распределение по площади (объему) облучаемого растения, универсальность применения. Основная задача – обеспечить приемлемую цену удовлетворяющему этим требованиям облучателю.

Базовый спектр облучателя

Выбор светодиодов. Для фотосинтеза и фоторегулирования нужны источники, излучающие в пределах ФАР. Поэтому производителями разрабатываются излучатели, состоящие из набора цветных светодиодов (имеются разработки с применением десятка светодиодов), которые излучают в синей, зеленой и красной областях спектра. Это дает возможность перекрыть, полностью или частично, область ФАР. Иногда копируют спектр натриевых ламп. Использование большого количества различных по цвету СД для массового применения не эффективно из-за их высокой стоимости.

При выборе светодиодов часто ориентируются на спектры поглощения основных пигментов в растениях в синей (450 нм) и красной (650 нм) областях спектра. Поэтому для дополнительной досветки используются светодиоды только для этих областей. Разрабатывают также специальные светодиоды для растений, в которых используется синий излучатель с люминофором с широким спектром излучения в красной области спектра (см., например, продукцию фирмы «Артледс»). Такой путь также не очень эффективен из-за необходимости создания потока излучения во всем диапазоне ФАР и существования стоксовых потерь. Кроме того, так как спектры поглощения пигментов расположены в достаточно широком спектральном диапазоне, то, по-видимому, нет смысла полностью повторять в источнике излучения спектры действия пигментов.

Поэтому мы полагаем, что для создания эффективного дешевого облучателя для растениеводства можно использовать 2, 3 типа промышленных СД массового производства [6, 8].

Исходя из номенклатуры выпускаемых промышленностью СД, наиболее оптимальным является вариант с трехцветным составом светодиодов: красный ($\lambda_p = 660$ нм), белый (теплый оттенок), синий ($\lambda_p = 420-465$ нм). Такой вариант позволяет создавать различные спектры излучателя в пределах ФАР, изменять суммарный поток от нулевого значения до номинального (среднего), необходимые для любого типа и этапа развития растения. Белый СД с широким спектром излучения (от синей до красной областей) обеспечивает возбуждение всех фоторегулирующих пигментов. Более экономичным является применение двух светодиодов - белого и красного. Для этого необходимо разработать специальный белый СД с высокой синей составляющей в спектре излучения.

Вторая проблема – выбор оптимального соотношения потоков в синей, зеленой и красной областях спектра ФАР. Известно, что конкретное соотношение определяется видом растения и периодом

его вегетации. Поэтому облучатель должен иметь базовый набор светодиодов, излучающих в синей, зеленой и красной областях спектра, который обеспечивает требуемое качество светоцветовой среды для любого вида растения на каждом этапе его развития путем изменения токов светодиодов. Это сложная задача, так как для светодиодного облучения не известны точно эти соотношения для самых распространенных тепличных растений. Один из вариантов выбора соотношения описан нами в [6, 8].

Конструкция светового прибора

Кривая силы излучения. В настоящее время в теплицах нормируется поток, создаваемый облучателями на горизонтальной поверхности теплицы. При этом светильники (например, с натриевыми лампами) располагаются высоко и обладают, как правило, близким к ламбертову распределением излучения. Ясно, что это не является оптимальной характеристикой. В доказательство можно сравнить потоки от облучателей, падающие на низкорослые растения (салат, базилик, цветы) и высокорослые (огурцы, томаты). Очевидно, что равномерность облучения высокорослых растений по их высоте очень плохая.

Поскольку процессы фотосинтеза происходят в листе, то нормироваться должен поток ФАР, падающий на единицу поверхности листа. Поэтому КСИ облучателя должна, прежде всего, обеспечивать равномерность облучения всех листьев. Отсюда и требования к кривой силе излучения излучателя. Нами в [9] сделан вариант расчета такой КСИ для высокорослых растений. Для точных расчетов требуется разработать модель растения с учетом геометрии расположения листьев вдоль ствола.

Отметим, что оптимальная КСИ может существенно снизить требуемые потоки от облучателей (т.е. и цены), так как не облучаются не занятые листьями растений пространства.

Мощность и габариты

Оптимальная мощность и габариты облучателя определяются необходимыми значениями ФАР и описанными выше требованиями равномерности облучения растений в теплице.

В [9] нами показано, что оптимальной может быть такая конструкция, когда светильники представляют собой длинные излучатели, располагающиеся почти без просветов вдоль рядов высокорослых растений. Вместе с предлагаемой кривой силы излучения такого цилиндрического облучателя обеспечивается равномерность облучения как вдоль рядов растений, так и по их высоте. Мощность каждого светильника в этой цепочке определяется требуемым базовым потоком излучения, падающим на единицу поверхности листа.

Отметим, что поток должен быть одинаковым, а спектр изменяться. Поэтому облучатель с возможностью управления спектрами должен иметь большее, чем требуется, количество СД. В этом минус, но плюсов может быть гораздо больше, например, за счет универсальности светильников, которые могут быть одинаковой конструкции и изготовлены по унифицированной технологии. Это, естественно, удешевляет производство. Однако основные выгоды, очевидно, можно ожидать в возможностях управления процессами фотосинтеза и в экономии электроэнергии.

Система управления и мониторинга

Она может быть реализована двумя способами. Самый простой алгоритм управления – сравнение падающих фитопотоков солнечной радиации с заложенными в базе данных.

Система мониторинга должна обеспечивать в режиме реального времени:

 измерение в теплице текущих значений фитопотоков и параметров спектра излучения (или соотношения фитопотоков в разных областях спектра), создаваемых всеми видами источников излучения (включая солнце);

- обработку и передачу этих данных в компьютер;

 производить сравнение их с компьютерной базой данных (поток, спектр), определять степень их рассогласования и выдавать сигналы в систему управления токами источников питания «синих», «белых» и «красных» светодиодов;

 устанавливать такие значения токов светодиодов, при которых спектр излучения «светодиодных модулей» и суммарный поток фар соответствуют базе данных.

Этим достигаются необходимые и достаточные для растения параметры ФАР в теплице от всех видов источников излучения и минимизация потребляемой облучателями электроэнергии.

На рис. 1 показана динамика солнечной радиации в Томске в один из дней в январе и требуемые для растения поток и длительность излучения, из которых видно, сколько и в какие часы дня необходимо в это время года дополнительной досветки.

Поскольку спектр солнечной радиации не слишком сильно зависит от времени суток (только утром и вечером изменяется), то измерять и регулировать можно только потоки, а регулировку спектрального состава излучателей заложить в базу данных в соответствии с периодом вегетации.



Рис. 1. Динамика прямой солнечной радиации (BT/m^2) на горизонтальную поверхность при ясном небе и динамика требуемых параметров облучения огурца в течение дня в январе в г. Томске: *а* – динамика прямой солнечной радиации; *б* – динамика необходимой радиации в пределах ФАР

Второй способ – система управления на основе реакции растения на параметры досветки. В качестве основы управления могут быть взяты оптические характеристики растений, например, поглощение, отражение или люминесценция. Между этими параметрами и характеристиками и фотохимическими реакциями (сигналами) должна быть установлена корреляция. Наиболее востребован такой способ для создания базы данных, так как обладает высокой оперативностью и может существенно уменьшить время поиска оптимальных режимов облучения.

В настоящее время нами реализован первый способ. За основу системы управления взят стандартный интерфейс DALI и выпускаемые промышленностью драйверы, позволяющие использовать этот интерфейс.

База данных

База данных – набор необходимых растению параметров излучения на каждом этапе его развития. База данных составляется на основе нормативных документов, последних научных достижений в области физиологии растений и растениеводства, рекомендаций производителей сельскохозяйственной продукции, а также специальных исследований, проведенных в закрытых фитотронах. Для создания научно обоснованной базы данных требуются длительные исследования.

Заключение

Такая адаптивная система в автоматическом режиме способна обеспечивать дополнительное к солнечной радиации или к существующему искусственному освещению (от других источников), необходимое, но достаточное по спектру и потоку ФАР, равномерное облучение растения. Это позволяет обеспечивать оптимально комфортную светоцветовую среду для роста и развития любых видов растений на любой стадии их вегетации с учетом метеоусловий, времени года и других внешних факторов. Поэтому внедрение системы даст возможность увеличить эффективность использования потока излучения облучательных систем и сделать их дешевле.

Кроме того, система позволит управлять с помощью света биохимическими процессами, т.е. в итоге питательными и вкусовыми свойствами сельскохозяйственной продукции. Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России: государственное задание в сфере научной деятельности № 13.3647.2017/ПЧ.

Исследование частично поддержано по гранту Программы повышения конкурентоспособности Томского политехнического университета, проект ВИУ-ИФВТ-73/2017.

Литература

1. Аверчева О.В., Беркович Ю.А., Ерохин А.Н. и др. Особенности роста и фотосинтеза растений китайской капусты при выращивании под светодиодными светильниками // Физиология растений. – 2009. – Т. 56, № 1. – С. 17–26.

2. Бахарев И., Прокофьев А., Туркин А., Яковлев А. Применение светодиодных светильников для освещения теплиц: реальность и перспективы // Современные технологии автоматизации. – 2010. – № 2. – С. 76–82.

3. Тихомиров А.А., Лисовский Т.М., Сидько Ф.Я. Спектральный состав света и продуктивность растений. – Новосибирск: Наука (Сибирское отд.), 1991. – 168 с.

4. Johkan M., Shoji K., Goto F. at al. Effect of green light wavelength and intensity on photomorphogenesis and photosynthesis in Lactuca sativa // Envirimental and Experimental Botany. – 2012. – Vol. 75. – PP. 128–133.

5. Yakovlev A.N., Turanov S.B., Kozyreva I.N., Starodubtseva D.V. Sources with Different Spectra Radiation Influence on Plants Growth and Development // Advanced Materials Research. – 2014 – Vol. 1040. – PP. 830–834.

6. Туранов С.Б., Козырева И.Н., Гончаров А.Д., Яковлев А.Н. Физические основы создания светодиодных облучателей заданного спектрального состава // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2014. – Т. 57, № 9/3. – С. 94–97.

7. Прикупец Л.Б., Емелин А.А. Использование облучателей на основе светодиодов для светокультуры салата: экономический аспект // Теплицы России. – 2013. – №2. – С. 66–68.

8. Корепанов В.И., Козырева И.Н. Методы создания адаптивных энергосберегающих облучательных установок для теплиц // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2014. – Т. 57, № 9/3. – С. 89–93.

9. Turanov S.B., Grechkina T.V., Korepanov V.I. Energy-efficient LED irradiator for greenhouse cropping // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. Materials and Technologies of New Generations in Modern Materials Science. – 2016. – Vol. 156.

УДК 621.375.4

А.В. Кулаков, А.В. Максимов

Программно-аппаратный комплекс «Аналоговые устройства»

Произведена разработка программного обеспечения для стенда аналоговых устройств. В ходе работы подготовлены программа для работы с модулем аналоговых устройств, генератором и осциллографом в среде разработки и выполнения программ LabView, а образцы устройств находятся в стадии изготовления. Ключевые слова: операционные усилители, стенд аналоговых устройств, программа.

Актуальность работы обусловливается тем, что имеющиеся учебные стенды устарели морально и физически.

Стенд аналоговых устройств представляет собой информационно-измерительную систему (ИИС), состоящую из генератора, осциллографа, специализированного модуля, содержащего микроконтроллер, переключаемые аналоговые устройства на операционных усилителях (ОУ) и управляющий компьютер.

Модуль содержит аналоговые устройства с прямым и инверсным включением ОУ, сумматор, фильтры высоких и низких частот первого и второго порядка, компаратор и полосовой фильтр на основе схемы Вина.

Согласно ГОСТ 18421-73 операционный усилитель - это высококачественный усилитель постоянного тока, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схеме с отрицательной обратной связью. При этом под аналоговой величиной подразумевается непрерывно изменяющееся напряжение или ток [1]. В настоящей работе использованы операционные усилители для рабочего диапазона частот до 13 МГц. Сигнал на входе ослабляется на 20 дБ во избежание непредвиденных перегрузок вследствие неосторожности в работе со стендом студентами. Стенд работает от источника питания 12 В. Внутри стенда реализована схема источника питания для преобразования напряжений для всех используемых в нем устройств. Номиналы элементов схемы соответствуют промышленным стандартам и допустимым нормам для исследовательских целей. В устройстве коммутации используются электронные ключи, позволяющие изменять параметры устройств и исследовать изменения передаточной и частотной характеристик.

Помимо переключаемых схем аналоговых устройств, реализовано их подключение к входному и выходному разъемам, через демультиплексор 4×16. Подобная схема управления обеспечивает простоту подключения, независимость работы соответствующей схемы, относительно небольшую длину соединительных проводников и малое количество коммутирующих элементов.

Модуль аналоговых устройств управляется компьютером через СОМ порт командами языка SCPI, под управлением программы, реализованной в графической среде LabView (National Instruments) [2]. Приемником и интерпретатором команд служит микроконтроллер серии ATMEGA16.

В момент включения у всех функциональных схем ключи находятся в разомкнутом состоянии, поэтому при неосторожном включении модуля сигнал не попадёт в ни в одну функциональную схему и не приведёт к неисправности модуля аналоговых устройств (МАУ). На рис. 1 и 2 представлены структурные схемы лабораторного рабочего места и МАУ.



Рис. 1. Структурная схема лабораторного рабочего места

Программная часть стенда реализована в графической среде LabView (National Instruments). На рис. 3 представлена панель управления модулем аналоговых устройств.



XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ



Рис. 3. Панель управления МАУ



Рис. 4. Диалоговое окно проведения измерения амплитудно-частотной и фазово-частотной характеристик

В программе реализовано управление включением отдельных аналоговых устройств с помощью виртуальной панели управления. Блоки VISA интерпретируют нажатие кнопок в команды языка SCPI, которые далее поступают на управляемый модуль через COM-порт.

Интерфейс управления довольно прост. В основном диалоговом окне с настройками нужно выбрать используемый СОМ-порт для управления МАУ и нажать на кнопку, соответствующую исследуемому устройству.

После выбора устройства и настройки начальной и конечной частоты в отдельной вкладке можно начать проводить измерения. Диалоговое окно проведения измерения амплитудно-частотной и фазовочастотной характеристик представлено на рис. 4.

Аналогичным образом организованы остальные измерения.

Так как модуль может работать только с одним активным устройством, алгоритм программы подразумевает использование только одного активного устройства и устроен таким образом, чтобы при случайном нажатии на несколько виртуальных кнопок, соответствующих разным устройствам, активным было устройство с наименьшим порядковым номером. Все виртуальные кнопки имеют рядом расположенные индикаторы, определяющие какое именно из устройств активно.

Литература

1. Важенин В.Г. Аналоговые устройства на операционных усилителях: учеб. пособие / В.Г. Важенин, Ю.В. Марков, Л.Л. Лесная, под общ. ред. В.Г. Важенина. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2014. – 5 с.

2. Трэвис Дж. LabVIEW для всех. / Дж. Трэвис, Дж. Кринг. – 4-е изд. – М.: ДМК, 2011. –С. 529–530.

272

Секция 12

ОРГАНИЧЕСКАЯ И НЕОРГАНИЧЕСКАЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СВЕТОТЕХНИКА

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

УДК 628.9.038

К.Н. Афонин, А.Ю. Олисовец, Ю.В. Ряполова, В.С. Солдаткин

Испытание низковольтной светодиодной лампы на основе светодиодных излучающих элементов

Излагаются результаты аналитических расчётов и экспериментальных исследований по разработке низковольтной светодиодной лампы на основе светодиодных излучающих элементов. Лампа может быть использована для аварийного освещения и освещения опасных объектов при напряжении питания 36 В переменного тока. Лампа представляет собой традиционную конструкцию лампы накаливания, но вместо нити накала используются светодиодные излучающие элементы, а в цоколе размещено миниатюрное устройство питания. Экспериментально исследованы электрические и светотехнические характеристики лампы в зависимости от температуры. Проведены испытания по определению стойкости к воздействию факторов по характеру окружающей среды: особо сырые помещения; жаркие помещения; при наружном размещении, без защиты от атмосферных осадков. Ключевые слова: светодиод, светодиодная лампа, светодиодный излучающий элемент, нитрид галлия.

С изобретением электрических источников света постоянно решается задача повышения их эффективности и надежности. Искусственные источники света совершенствовали, начиная от ламп накаливания со световой отдачей до 16 лм/Вт и сроком службы в среднем до 1000 ч. С разработкой полупроводниковых источников света появилась возможность создавать светодиодные элементы с высокой эффективностью. Световая отдача современных светодиодов достигает 150-170 лм/Вт, а теоретически предел технологии составляет порядка 300 лм/Вт [1-3]. Их срок службы может достигать 100 тыс. ч. Таким образом, светодиоды стали самым перспективным источником света в освещении. В статье [4] проводится обзор мирового рынка светодиодов, который показывает, что стоимость светодиодов снижается, а спрос увеличивается.

Новым шагом в развитии светодиодного освещения являются лампы на основе светодиодных излучающих элементов (СИЭ). Конструкция таких ламп базируется на конструкции лампы накаливания, что позволяет производителям с минимальными затратами на модернизацию производства перейти к выпуску гораздо более эффективных и современных ламп. Успех лампы на рынке подтверждается высокими темпами замещения аналогов на единичных светоизлучающих диодах в секторе бытового освещения с напряжением 220 В.

Именно по этим причинам создание ламп на основе СИЭ (рис. 1) является актуальным. Прямых аналогов лампы на основе СИЭ с напряжением питания 36 В в ходе аналитического обзора найдено не было. Существуют только функциональные аналоги ламп с массивными радиаторами, ограниченным светораспределением, меньшей световой отдачей и высокой стоимостью. Светодиодная лампа с напряжением питания 36 В может применяться: в электроустановках; для освещения рабочих мест и технологического оборудования; в качестве ландшафтного освещения; в помещениях с повышенной опасностью и в качестве источника света аварийного освещения.



Рис. 1. Внешний вид светодиодной лампы

В статье [5] представлены результаты работы по определению степени влияния различных газов внутри колбы лампы на температуру кристаллов. Выявлена зависимость этой температуры от теплопроводности основания. В статье [6] описаны результаты измерений вольт-амперных характеристик (ВАХ) и световой эффективности ламп с четырьмя СИЭ, состоящих из 27 полупроводниковых кристаллов. Измерения проводились в ограниченном диапа-

зоне температур от 5 до 55 °С. Однако вопросы исследования температурных зависимостей режима функционирования СИЭ на постоянном токе и цветовых параметров лампы решены не полностью. Целью данной работы является исследование температурной зависимости вольт-амперных характеристик (ВАХ) и колориметрических характеристик СИЭ.

Материалы и методы

Работа основана на экспериментальном методе исследования. Моделирование исследуемых объектов с помощью систем автоматизированного проектирования (САПР) требует экспериментальной проверки, так как построенные численные модели имеют определенную степень идеализации и не учитывают разброс параметров отдельных кристаллов. Поэтому было решено провести экспериментальное исследование для последующего моделирования. Такой подход также использовали и авторы работы [6].

В исследуемой лампе вместо нити накала установлены СИЭ нитевидного типа, а в цоколе смонтирован преобразователь питающего напряжения. Для проведения экспериментальных исследований на основании разработанной эскизной конструкторской документации изготовлены макетные образцы СИЭ (рис. 2). На металлическое основание длиной 40 мм и шириной 2 мм с использованием теплопроводящего клея смонтированы 28 светодиодных кристаллов Epistar ES-EEDBF09F (планарного типа на основе твёрдых растворов GaN, выращенные на сапфировой подложке). Кристаллы соединены металлической проволокой последовательно методом ультразвуковой микросварки. Основание с кристаллами окружено люминофорной композицией на основе оптически прозрачного компаунда и YAG, YGG люминофоров. Мощность СИЭ составляет 0,75 Вт. Световая отдача лампы с четырьмя элементами составляет 120 лм/Вт.



Рис. 2. Макетные образцы светодиодного излучающего элемента

Для конвекционного охлаждения колба лампы заполняется инертным газом, что обеспечивает передачу тепловой энергии от нагретых СИЭ на поверхность колбы и далее в воздушное пространство. Результаты исследований, опубликованные в работе [7], показывают, что для колбы с диаметром 55 мм допустимое по тепловому режиму количество СИЭ не превышает шести штук. Теоретический расчет значения теплового сопротивления СИЭ – среда проведен в работе [7] и получено значение 30 К/Вт.

Экспериментальные исследования температурных зависимостей проводились при использовании лабораторной электропечи «Snol 58/350» (нестабильность температуры ±2 °C). Измерения проведены в диапазоне температур от 0 до 90 °C, так как при номинальной мощности СИЭ температура кристалла выше температуры окружающей среды на 30 °С [7], а критическое значение этого параметра для *р*-*n*-перехода используемых кристаллов составляет 125 °C. Электрические характеристики измерялись на источнике-измерителе тока и напряжения Keithley 2410, основная относительная погрешность которого в требуемом диапазоне напряжений составляет 0,012%. Измерение колориметричееских характеристик проводилось с помощью прибора «Спектроколориметр ТКА-ВД» с основной относительной погрешностью не более $\pm 10\%$.

Эксперимент

1. Электрические параметры

На рис. З представлено семейство вольтамперных характеристик (ВАХ) СИЭ при значениях температуры 0°С (1), 25°С (2), 85°С (3). Измерялось значение напряжения с шагом по току в 1 мА.



при разных значениях температуры

Затем проведены измерения зависимости напряжения от температуры для СИЭ, расположенного в лабораторной электропечи, при значении прямого тока 10 мА (рис. 4). Напряжения фиксировались с шагом по температуре в 5 °C.



2. Колориметрические параметры

Все представленные характеристики измерялись в диапазоне от 0 до 90 °C с шагом по температуре в 5 °C. Блок прибора с фотодатчиком располагался на расстоянии 60 см от источника света. Такое расстояние было выбрано на основании светочувствительности.

Определена температурная зависимость координат цветности (рис. 5) и коррелированной цвето-

вой температуры СИЭ (рис. 6), доминирующей длины волны (рис. 7) и яркости (рис. 8).



Рис. 6. Температурная зависимость цветовой температуры при значении прямого тока 10 мА



Рис. 7. Температурная зависимость доминирующей длины волны при значении прямого тока 10 мА



3. Стойкость к воздействию влаги

Конструкция лампы содержит стеклянную колбу диаметром 55 мм и стандартный цоколь E27, который герметично крепится к колбе мастикой. Внутренние части лампы полностью защищены от попадания влаги и пыли внутрь колбы и цоколя. Для подтверждения герметичности был проведен следующий эксперимент: лампа погружалась на 30 см в емкость, заполненную водой, и выдерживалась в таком состоянии в течение двух часов. Затем вынималась из воды и после протирки от влаги снаружи, проверялась визуально на отсутствие влаги внутри. После этого лампа проверялась на работоспособность включением в сеть.

Результаты

В результате проведенных исследований электрических параметров установлено, что при изменении температуры от 0 до 90 °С вольт-амперная характеристика сдвигается в сторону уменьшения напряжения. Разница в напряжении между крайними значениями температуры составляет 3 В. В диапазоне токов от 1 до 15 мА ВАХ исследуемого элемента не выходит на линейный участок, так как значение тока не достигает тока насыщения в каждом кристалле [8].

Установлено, что яркость светодиодного излучающего элемента снижается на 11% (см. рис. 8). Доминирующая длина волны при фиксированном прямом токе СИЭ линейно возрастает от 451 до 456 нм (см. рис. 7).

В результате эксперимента по определению стойкости к воздействию влаги и пыли была подтверждена герметичность конструкции лампы. В ходе эксперимента вода внутрь конструкции не проникла.

Заключение

Установлено, что при повышении температуры окружающей среды в диапазоне от 0 до 90 °С происходит сдвиг доминирующей длины волны в область синего цвета. Это подтверждается измерениями координат цветности и коррелированной цветовой температуры. Такое изменение не приводит к искажениям цветовосприятия. Измерение ВАХ и яркости в данном диапазоне температур показало, что отклонения характеристик критично не ухудшают работу устройства. Отсюда можно сделать вывод о пригодности использования исследуемой конструкции при повышенных температурах окружающей среды.

Результаты статьи могут быть полезны при конструировании новых типов ламп с использованием светодиодных излучающих элементов нитевидного типа. Дальнейшие исследования необходимы для повышения эффективности светодиодных ламп такого типа. Это становится возможным, так как постепенно появляются все более совершенные материалы для изготовления, например, полупроводниковые кристаллы. Кроме оптической части лампы, не стоит забывать и об устройстве питания. Повышение эффективности устройства питания также увеличит эффективность всего изделия.

Литература

1. Narukawa Y. Recent progress of high efficiency white LEDs / Y. Narukawa, J. Narita, T. Sakamoto et al. // Phys. Status Solidi (a). – 2007. – Vol. 204(6). – PP. 2087–2093.

2. Narukawa Y. White light emitting diodes with superhigh luminous efficacy / Y. Narukawa, M. Ichikawa, D. Sanga et al. // J. Phys. D: Appl. Phys. – 2010. – Vol. 43. – PP. 0022–0028.

3. Туркин А. Н. Обзор новых продуктов в линейке мощных и сверхъярких светодиодов Lumileds // Полупроводниковая светотехника. – 2016. – № 5. – С. 50–55.

4. Bhandarkar V. LED lighting market holds steady in 2012 / V. Bhandarkar, E. Shum, L. Peters // LEDs Magazine. – 2012. – Vol. 9(9).

5. Feng W. Simulation and Optimization on Thermal Performance of LED Filament Light Bulb / W. Feng, B. Feng, F. Zhao, B. Shieh, R. Lee // Proceedings of the 12th China International Forum on Solid State Lighting (SSLCHINA 2015). – 2015. – Vol. 12. – PP. 88–92.

6. Jaschke R. Higher Light Efficacy in LED-Lamps by lower LED-Current / R. Jaschke, K.F. Hoffmann // General Proceed-ings of PCIM Europe 2016. – 2016. – PP. 1300–1304.

7. Солдаткин В.С Анализ срока службы светодиодных излучающих элементов / В.С. Солдаткин, Ю.В. Ряполова, К.Н. Афонин, А.Ю. Олисовец, В.И. Туев // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 3. – С. 55–61.

8. Шуберт Ф. Светодиоды / Пер. с англ. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.

УДК 621.396.41

Д.А. Решетов, М.В. Андреева

Применение ОСИД-структур в осветительных приборах

Объектом исследования данной работы являются OLED-структуры (ОСИД-), а также их применение в осветительных приборах. Проведен обзор ОСИД, рассмотрена их структура, способы изготовления, применение, а также достоинства и недостатки.

Ключевые слова: органический светодиод, электролюминесценция, OLED-устройства.

Приборы OLED сделаны из органических (на основе углерода) материалов, которые испускают свет при подведении электричества (электролюминесценция). Поскольку устройства с применением технологии OLED не требуют употребления ламп подсветки и фильтров (в отличие от жидкокристаллических дисплеев), они являются более эффективными, более простыми при изготовлении и намного более тонкими. Дисплеи OLED обладают отменным качеством изображения и имеют широкий цветовой охват, высокую точность и постоянство цветопередачи, непревзойденное быстродействие, а также широкие углы обзора.

Технология OLED может также использоваться для создания освещения OLED. Приборы на основе этой технологии являются очень тонкими и потребляют чрезвычайно малое количество электроэнергии. При этом нет необходимости использовать какие-либо вредные компоненты.

Примечательно то, что OLED-материалы были открыты в 1960 г., но только приблизительно в последние два десятилетия исследователи фактически начали работать с этой технологией [1].

Целью данной работы является проведение обзора ОСИД и их применения в осветительных приборах.

Структура и типы OLED

Основная структура OLED – это катод (который внедряет электроны), излучающая прослойка и анод (который устраняет электроны). Современные устройства OLED используют дополнительные прослойки для получения большей эффективности, но основной принцип работы остается одним и тем же [2] (рис. 1).

Существует несколько типов OLED:

1. Пассивно-матричные (Passive-Matrix OLED, РМОLED), элементы изображения (пиксели) которых формируются в точках пересечения перпендикулярных друг другу анодных и катодных полос. Управление осуществляется внешней схемой. Яркость свечения каждого пикселя пропорциональна силе проходящего тока. PMOLED просты в изготовлении, но потребляют наибольшую, в сравнении с другими типами OLED, мощность (в основном из-за необходимости применять внешнюю схему управления). Правда, потребляемая ими мощность все же меньше, чем у ЖКД. На базе PMOLED целесообразно выполнять устройства отображения малых размеров (2–3", или 5–7,5 см) для сотовых телефонов, карманных компьютеров и MP3-плееров (рис. 2).



Рис. 1. Структура органического светодиода



Рис. 2. Структура РМОLED

2. Активно-матричные (Active-Matrix OLED, AMOLED), управление которыми осуществляют тонкопленочные полевые транзисторы (ТПТ), формируемые в виде матрицы, располагаемой под анодной пленкой. Потребляемая мощность активноматричных диодов меньше, чем пассивно-матричных. Поэтому они пригодны для создания дисплеев больших размеров. К тому же частота обновления данных у них больше, благодаря чему AMOLED пригодны для воспроизведения видеосигналов. Основные области применения сегодня – дисплеи портативных устройств, компьютерные мониторы, в будущем – большие ТВ-экраны, электронные вывески или рекламные щиты [3] (рис. 3, 4).



Рис. 3. Структура АМОLED

3. OLED с прозрачным катодом, или прозрачные диоды (Transparent OLED, TOLED), все элементы которых (подложка, анод и катод), как следует из названия, прозрачны. Прозрачные OLED могут быть как пассивно-матричными, так и активно-матричными. Используются в основном в нашлемных дисплеях.



Рис. 4. Структура TOLED

4. Гибкие OLED (Foldable OLED, FOLED), изготавливаемые на гибкой металлической фольге или пластмассе. Диоды этого типа очень легкие и прочные. Вероятность поломки сотовых телефонов и карманных компьютеров с дисплеями на основе таких OLED снижается. В будущем дисплеи на гибких OLED смогут быть включены в ткань для пошива «разумной» одежды для спасательных служб [4].

Формирование изображений на OLED-матрицах

Первый способ связан с особенностью органических светодиодов, изготовленных из разных материалов, испускать свет с разной длиной волны, из чего следует, что для получения нужного цвета пикселя достаточно подобрать три материала для каждого из субпикселей, которые будут светиться в синем, красном и зеленом спектрах, образуя уже известную RGB-триаду. Такая технология OLED позволяет создать экраны минимальной толщины, так как не требует использования различных светофильтров, и по той же самой причине цвета, получаемые на таких дисплеях, наиболее четкие и глубокие. Ко всему прочему такие OLED-дисплеи наиболее энергоэкономичны. Главный минус этого подхода заключается в том, что разные вещества не только испускают разный цвет, но и имеют разный срок службы. Так. например. срок службы материалов. из которых делают синий субпиксель, почти в четыре раза ниже, чем срок службы материалов остальных ячеек, а это приводит к снижению времени работоспособности всего OLED-дисплея в целом. Но технологии развиваются непрерывно, и можно надеяться, что этот недостаток лишь временный.

Второй способ основан на применении светофильтров, как это происходит на современных LCDполучила матрицах (технология название WOLED+CF). При этом применяется материал органического светодиода, испускающий белый свет, и нужный цвет формируется путем выбора нужного светофильтра - синего, красного или зеленого. Этот способ наиболее прост при изготовлении и наиболее дешев, к тому же цветовая гамма таких OLEDдисплеев не меняется со временем (через большой промежуток времени может уменьшаться только цветность в связи с выгоранием люминофорного вещества). Недостатками такого способа формирования цвета являются большая толщина матрицы и более тусклые цвета по сравнению с первым способом. OLED-дисплеи, изготовленные этим методом, наиболее энергоемки и требуют высокой эффективности светодиода (рис. 5).



Рис. 5. Формирование изображений на OLED-матрицах

Еще один способ формирования цвета схож со вторым и различается только базовым синим цветом светодиода. Остальные цвета получаются при помощи все тех же светофильтров путем преобразования коротковолнового синего света в более длинноволновой – зеленый и красный. Такой способ технологически схож с WOLED+CF, но позволяет использовать меньшее количество более дешевых материа-

лов. Минус же, как и писалось выше, в сроке службы синего полимера. OLED-дисплеи, изготовленные по этой технологии, наименее долговечны [5].

Способы изготовления OLED-матриц

Сейчас различают два типа OLED-дисплеев по типу используемых материалов, это дисплеи на основе микромолекул (Small Molecular OLED – SMOLED) и дисплеи непосредственно на основе полимеров (Polymer OLED – PLED)

В случае микромолекулярного строения OLEDдисплея используется метод вакуумного осаждения органических материалов из жидкой или газообразной (пара) фазы. Данный метод хоть и позволяет достигать более высоких показателей дисплеев, но достаточно трудоемок и требует дорогостоящего оборудования, не говоря уже о необходимости переоборудовать технологические линии.

Более привлекателен метод безвакуумного нанесения полимера. Одной из самых перспективных технологий в этом направлении является технология струйной печати. OLED-дисплеи, изготовленные по такой технологии, еще называют LEP-дисплеями (Light-Emitting Polymer). Стоит заметить, что струйная печать позволяет наносить полимер на гибкую подложку, что невозможно в первом варианте. Применение этой технологии положило начало FOLEDдисплеям, то есть гибким OLED-дисплеям, что в свою очередь открыло поистине безграничные просторы для использования технологии OLED [6].



Рис. 6. FOLED-дисплей

Применение OLED

Органические дисплеи встраиваются в телефоны, цифровые фотоаппараты, автомобильные бортовые компьютеры, в коммерческие OLED-телевизоры (пока преимущественно в переносные). Выпускаются небольшие OLED-дисплеи для цифровых индикаторов, лицевых панелей автомагнитол, карманных цифровых аудиопроигрывателей и т.д. Возможно появление планшетных компьютеров и электронных книг с OLED-дисплеями.

В настоящее время OLED-технология применяется во многих узкоспециализированных разработках – например, для создания приборов ночного видения.

OLED может использоваться в голографии с высокой разрешающей способностью (volumetric display). 12 мая 2007 г. на ЭКСПО-Лиссабон было представлено трёхмерное видео (потенциальное применение этих материалов).

Органические светодиоды могут также использоваться как источники света. OLED находят применение как источники общего освещения (в ЕС – проект OLLA).

Потребность в преимуществах, демонстрируемых органическими дисплеями, с каждым годом растёт. Этот факт позволяет заключить, что в скором времени дисплеи, произведённые по OLED-технологиям, с высокой вероятностью станут доминантными на рынке электроники народного потребления [7].

Нанесение структуры ITO+Pedot

PSS+F8+GaIn (CaAl)

Перед изготовлением образцов подложка была очищена следующими методами:

1. 5 мин в растворе NH_4OH (5%) при температуре 50 °C.

2. Обработка ультразвуком 5 мин в растворе NH_4OH (5%) при температуре 50 °C.

- 3. Промывка дважды в дистиллированной воде.
- 4. 5 мин в растворе H₂O₂ (5%).
- 5. Промывка дважды в дистиллированной воде.
- 6. 5 минут в растворе уксусной кислоты (5%).
- 7. Промывка дважды в дистиллированной воде.
- 8. Сушка на воздухе при комнатной тепературе.

Материал Pedot PSS наносился на подложку с ITO методом центрифугирования при 3000 об/с. Далее капельно был нанесён F8 на подложку и запекался при температуре 110 °C. Верхним слоем образца I был GaIn, а 2 и 3 – CaAl. Ниже представлены BAX трёх образцов (рис. 7).



Рис. 7. ВАХ трёх экспериментальных образцов

Достоинства и недостатки

Преимущества:

1. OLED светятся сами по себе. Нет нужды в лампе подсветки, экономится энергия, а картинка получается яркой. Яркость может превышать 100 000 кд/м², хотя в реальных приложениях будут использоваться меньшие значения.

2. В состоянии покоя OLED не излучают света вообще. Ни одна, даже самая совершенная ячейка с жидкими кристаллами, не способна настолько поляризовать свет. Здесь он просто не излучается. Соответственно мы получаем высокую контрастность 1 000 000:1 и «чистый» черный цвет.

3. OLED-дисплей фактически состоит из множества маленьких лампочек. Что быстрее включить выключить светильник или закрыть его светофильт-

ром? Конечно же, нажать на кнопку. Так и с OLED. Время отклика здесь не имеет значения: у ЖК оно измеряется в миллисекундах, у OLED – в микросекундах. То есть разница на три порядка.

4. OLED не нужны лампы подсветки, защитные стекла и прочее. Достаточно двух тонких пластин стекла, между которыми заключен микроскопический слой светодиодов. Соответственно OLED тоньше ЖК, плазмы и других экранов. Сегодня серийно выпускают дисплеи толщиной 0,2 мм.

Недостатки:

1. Время жизни органики, излучающей свет, находится в прямой зависимости от длины волны. Красные и зеленые OLED могут работать десятки тысяч часов. Рекорд для синего OLED – 17,5 ч. При этом он не «ломается» внезапно, а постепенно деградирует, причем делает это быстрее других. Таким образом, уже через 5 000 ч службы мы теряем качество цветопередачи. Дисплей начинает заваливаться в один из цветов.

2. Материалы, используемые для создания OLED, активно контактируют с водой: разбухают, окисляются и т.д. Необходима крайне надежная герметизация. Естественно, что удары и падения таким экранам противопоказаны.

 Каждый диод представляет собой источник света. В зависимости от картинки отдельные элементы матрицы излучают с разной интенсивностью.
 Их износ неравномерен. Так что возможны случай, когда в OLED будут выгорать отдельные пиксели. 4. Производство OLED, особенно больших диагоналей, крайне дорого. Если на мобильном рынке с этим еще можно мириться, да и объемы уже позволили снизить стоимость до приемлемого уровня, то диагонали больше 10 дюймов еще проблема [8].

Литература

1. Органические светодиоды [Электронный ресурс]. – Режим доступа http://www.electronics.ru/files/article_pdf/0/ article 586 851.ppd (дата обращения: 25.06.17).

2. OLED-технология, технология будущего [Электронный ресурс]. – Режим доступа http://le-diod.ru/vidy/ oled-texnologiya-texnologiya-budushhego/ (дата обращения: 25.06.17).

3. AMOLED и PMOLED: в чем разница? [Электронный ресурс]. – Режим доступа http://www.led-mark.ru/latest-development/amoled-pmled.html (дата обращения: 25.06.17).

4. Types of OLEDs: Transparent, Top-emitting, Foldable and White [Электронный ресурс]. – Режим доступа http://electronics.howstuffworks.com/oled4.htm (дата обращения: 25.06.17).

5. Технология OLED [Электронный ресурс]. – Режим доступа https://geektimes.ru/post/66454/ (дата обращения: 26.06.17).

6. Технология изготовления OLED [Электронный реcypc]. – Режим доступа http://www.tvsearch.ru/article/technology/oled_technology (дата обращения: 26.06.17).

7. Органический светодиод [Электронный ресурс]. – Режим доступа https://ru.wikipedia.org/wiki/% (дата обращения: 27.06.17).

8. Преимущества и недостатки OLED [Электронный ресурс]. – Режим доступа http://www.display-expo.ru/preimushestva_i_nedostatki_oled.html (дата обращения: 28.06.17).

УДК 628.987

А.Д. Гончаров, В.И. Туев

Влияние кривой силы света на коэффициент использования потока излучения в тепличных облучательных установках

Выполнен расчет коэффициентов использования светового потока для типовых КСС по ГОСТ Р 54350–2015 с индексами помещения от 0,5 до 15, определены значения индексов помещения *i*, при которых тип КСС не оказывает существенного влияния на коэффициент использования светового потока, приведены рекомендации по выбору светораспределения осветительных приборов при проектировании тепличных облучательных установок.

Ключевые слова: коэффициент использования светового потока, тепличные облучательные установки, оптическая система облучательной установки, кривая сила света, светодиодные осветительные приборы.

Для повышения энергоэффективности исследуются новые светопропускающие и светоотражающие материалы для применения, в том числе в тепличных облучательных установках (ОУ) [1]. При использовании современного программного обеспечения [2] выполняются расчеты облучательных установок с выбором кривых силы света (КСС) осветительных приборов (ОП).

Появление широкого типоряда ОП на основе светодиодов из-за большого количества вариантов светораспределений делает задачу выполнения проектов освещения трудоемким процессом, что затрудняет выбор КСС ОП для конкретной тепличной облучательной установки.

Традиционно [3] выбор КСС осуществляется путем оценки коэффициента использования светового потока, известного также как Utilization Factor), но справочная литература для требуемых коэффициентов отражения поверхностей, используемых в теплицах, никакой информации не дает [4]. Дело в том, что применяемые материалы теплиц имеют значение коэффициента прозразности от 79 до 93% в зависимости от применяемого материала [5]. Соответственно коэффициент отражения с учетом поглощающих свойств составляет от 5 до 20%.

В справочной литературе [4] приводятся значения коэффициента использования светового потока для индекса помещения *i*, не превышающего значения 5, но, как известно, тепличные ОУ могут иметь практически любые габаритные размеры, при этом индекс помещения может быть более 5.

Индекс помещения *i* рассчитывается по известной формуле [6]

$$i = L \cdot W / (H_M \cdot (L + W))$$

где L – длина помещения, м; W – ширина помещения, м; $H_{\rm M}$ – высота монтажа ОП относительно рабочей плоскости, м.

Исходя из вышесказанного, целью данной работы является исследование влияния типа кривой силы света на коэффициент использования светового потока излучения в тепличных облучательных установках.

Для достижения поставленной цели решались следующие задачи:

– выбор метода расчета UF;

 – создание фотометрических файлов с расширением *.ies для осветительных приборов с типовыми КСС;

- расчет UF для различных i;

- анализ результатов расчета.

Для расчета *UF* применен разработанный авторами метод [7].

Авторами созданы фотометрические файлы *.ies для стандартных типов КСС (рис. 1) согласно Международному стандарту IESNA:LM-63–1995.



В расчетах использованы следующие значения параметров:

- световой поток ОП - 10 000 лм;

 коэффициенты отражения поверхностей помещения: для потолка – 10%, для стен – 10%, для пола – 10%; ОП в помещении располагаются равномерно с одинаковой плотностью.

Рассматриваемые варианты ОУ приведены в табл. 1.

Для простоты расчета форма облучательной установки пронята в виде прямоугольного параллелепипеда с высотой монтажа ОП 3 м, расчетная плоскость – на уровне пола.

Результаты расчета UF приведены в табл. 2.

Таблица 1

	Варианты рассматриваемых ОУ												
T		<i>S</i> , площадь		Количество	Порядок размеще-								
L,	W,	помеще-	i	осветитель-	ние OII в помеще-								
м	М	1000000000000000000000000000000000000	ı	ных прибо-	нии по длине и								
		пия, м		ров, шт.	ширине, шт.								
3	3	9	0,5	4	2.2								
6	6	36	1	16	4.4								
9	9	81	1,5	36	6.6								
12	12	144	2	64	8.8								
15	15	225	2,5	100	10.10								
18	18	324	3	144	12.12								
21	21	441	3,5	196	14.14								
24	24	576	4	256	16.16								
27	27	729	4,5	324	18.18								
30	30	900	5	400	20.20								
36	36	1296	6	576	24.24								
42	42	1764	7	784	28.28								
48	48	2304	8	1024	32.32								
54	54	2916	9	1296	36.36								
60	60	3600	10	1600	40.40								
90	90	8100	15	3600	60.60								

Анализ результатов расчета *UF* выполнен при помощи последующего расчета отклонений δ для значений *UF* с произвольными КСС относительно значений *UF*, полученных для самой узкой (концентрированной) КСС – типа К. При помощи оценки отклонений определяется влияние типа КСС на *UF* относительно самой узкой КСС (КСС типа К).

Допустимое значение отклонения принято равным $\pm 8\%$, что соответствует погрешности измерения приборов для измерения освещенности (люксметров), регламентированной ГОСТ Р 54350–2015. При меньших значениях отклонения КСС существенного влияния на *UF* не оказывает и не имеет значения, КСС какого типа применяется для данного типа ОУ.

Таблица 2

Результаты расчета UF																
М	0,129	0,285	0,395	0,474	0,533	0,579	0,616	0,646	0,671	0,692	0,726	0,752	0,773	0,789	0,803	0,844
С	0,069	0,203	0,311	0,393	0,457	0,507	0,548	0,582	0,618	0,642	0,674	0,704	0,728	0,748	0,764	0,814
Ш	0,084	0,225	0,354	0,457	0,535	0,595	0,548	0,579	0,710	0,735	0,774	0,803	0,825	0,842	0,855	0,894
Л	0,154	0,389	0,538	0,632	0,695	0,740	0,774	0,799	0,82	0,837	0,862	0,880	0,894	0,904	0,912	0,934
Д	0,222	0,442	0,572	0,655	0,711	0,752	0,780	0,806	0,825	0,841	0,864	0,881	0,894	0,904	0,911	0,931
Г	0,450	0,701	0,798	0,848	0,879	0,899	0,914	0,924	0,934	0,941	0,952	0,959	0,963	0,967	0,970	0,989
К	0,730	0,864	0,911	0,935	0,950	0,960	0,968	0,972	0,977	0,980	0,985	0,986	0,987	0,989	0,989	1,009
i	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0	10,0	15,0

....

Получены аппроксимирующие зависимости i (δ) для КСС каждого типа, по которым определяются значения i для $\delta = 8\%$ (табл. 3).

гезультаты анализа												
Тип	Аппроксимирую-	Достовер-	Значение <i>і</i> (8%)									
КСС	щая зависимость і	ность аппрок-										
Ree	(δ)	симации R^2	(070)									
Г	$i = 21,844 \cdot \delta^{-1,056}$	0,9894	0,52,43									
Д	$i = 159,45 \cdot \delta^{-1,309}$	0,9921	0,510,48									
Л	$i = 149,05 \cdot \delta^{-1,261}$	0,9883	0,510,83									
Ш	$i = 482, 16 \cdot \delta^{-1,436}$	0,9733	0,524,34									
С	$i = 5552, 3 \cdot \delta^{-1,984}$	0,9799	0,589,70									
М	$i = 3043, 4 \cdot \delta^{-1,906}$	0,9857	0,557,82									

Таблица З

Из табл. З видно, при каких значениях *i* тип КСС не оказывает существенного влияния на *UF*. По этой причине при проектировании тепличных облучательных установок следует пользоваться полученными зависимостями для оценки влияния типа КСС.

Аналогичным образом получаются зависимости при оценке отклонения значений *UF* для типовых КСС относительно значений *UF* и для других отклонений.

Выводы

1. Выполнен расчет коэффициентов использования светового потока *UF* для типовых КСС с индексами помещения *i* от 0,5 до 15.

2. Получены зависимости *i* (δ), которые хорошо аппроксимируются степенными функциями.

3. По полученным аппроксимационным зависимостям i (δ) при δ = 8% определены значения индексов помещения i, при которых тип КСС не оказывает существенного влияния на UF.

4. Результаты настоящей работы могут быть использованы для проектирования тепличных облучательных установок.

Литература

1. Малышев В.В. Повышение эффективности облучательных установок для теплиц: дис. ... канд. техн. наук: 05.20.02. – М., 2007. – 218 с.

2. Официальный сайт DIALux [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://dial.de/ (дата обращения: 26.07.2017).

3. Евдасев И. Коэффициент использования светового потока // Современная светотехника. – 2010. – № 1. – С. 24–27.

4. Пособие к МГСН 2.06–99. Расчет и проектирование искусственного освещения помещений общественных зданий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.opengost.ru, свободный (дата обращения: 27.07.2017).

5. Юдаев И.В. Изучение светопропускающих свойств сотового поликарбоната – покрывного материала круглогодичных теплиц // Политематический сетевой электронный научный журнал Кубанского государственно-го аграрного университета. – 2016. – № 120. – С. 239–252.

6. Справочная книга по светотехнике / Под ред. Ю.Б. Айзенберга. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Знак, 2006.

7. Гончаров А.Д. Методика расчета коэффициента использования светового потока осветительных приборов с произвольным пространственным светораспределением // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2017». – Томск: В-Спектр, 2017. – Т. 3. – С. 114–116.

УДК 628.987

А.Д. Гончаров, В.И. Туев

Расчет оптической системы облучательных установок для выращивания микроводорослей промышленного назначения методом коэффициента использования потока излучения

Рассмотрена возможность оценки эффективности облучательных установок для выращивания микроводорослей промышленного назначения методом коэффициента использования светового потока, выполнен расчет оптической системы облучательных установок для выращивания микроводорослей промышленного назначения методом коэффициента использования светового потока, предложен вариант оптимизации облучательных установок для повышения их эффективности.

Ключевые слова: коэффициент использования светового потока, микроводоросли, облучательные установки, фотобиореактор, оптическая система облучательной установки, светодиодные осветительные приборы.

Одним из перспективных направлений для повышения энергоэффективности являются облучательные установки для выращивания микроводорослей промышленного назначения.

Повышение энергоэффективности в облучательных установках для выращивания микроводорослей промышленного назначения можно достичь не только за счет правильно выбранного спектрального состава или режимов работы, но и за счет правильно разработанной оптической системы (OC).

Конструкции оптических систем существующих облучательных установок (ОУ) для выращивания микроводорослей промышленного назначения по своей сути ориентированы на традиционные системы освещения: естественное освещение, а также искусственное — лампы накаливания и газоразрядные источники света.

Развитие светодиодных технологий позволило рассматривать в качестве источников света светодиоды и осветительные приборы на их основе, что требует новых подходов при конструировании ОС ОУ.

На рынке существуют как маломощные светодиоды – 60 мВт, так и мощные – более 1 Вт, что позволяет один и тот же световой поток сконцентрировать на малой излучающей площади и равномерно разнести его по всей рассматриваемой излучающей площадке.

По этой причине, в отличие от конструкций ОУ на основе традиционных систем освещения, конструкции ОУ на основе светодиодов могут быть практически любыми.

Анализ существующих методов оценки ОС ОУ показал, что существует метод оценки при помощи расчета в программе DIALux [1], при помощи которой эффективность оценивается визуально, за счет чего делается вывод о существующих потерях в культиваторе.

Но визуальная оценка – не являются показателем количества световой энергии, участвующей в облучении микроводорослей по всему объему фотобиореактора.

Единственной фотометрической характеристикой, которая оценивает уровень эффективности, является поток излучения (для видимого спектра излучения – световой поток) при одинаковой потребляемой мощности.

Существует также метод оценки эффективности за счет измерения оптической плотности, которая характеризует количество хлореллы [2]. Но данный метод имеет недостатки, связанные с существованием дополнительных факторов, влияющих на формирование количества суспензии хлореллы.

Поэтому авторами предлагается остановиться на оценке эффективности ОС ОУ при помощи оценки потока излучения при одинаковой потребляемой мощности.

Анализ методов оценки эффективности осветительных установок при помощи оценки потока излучения показал, что существует метод коэффициента использования светового потока [3, 4].

Метод коэффициента использования светового потока заключается в расчете коэффициента использования светового потока *UF* (известного также как Utilization Factor), который зависит от геометрических параметров помещения, коэффициентов отражения поверхностей помещения, высоты подвеса светильников, кривой силы света осветительных приборов, а также их конструкции.

Геометрические параметры помещения, а также высота подвеса осветительных приборов в данном методе характеризуются индексом помещения *i* [3].

Индекс помещения *i* рассчитывается по известной формуле [3]

$$i = L \cdot W / (H_{\mathrm{M}} \cdot (L + W)), \qquad (1)$$

где L – длина помещения, м; W – ширина помещения, м; $H_{\rm M}$ – высота монтажа ОП относительно рабочей плоскости, м.

Но по причине того, что индекс помещения характеризует традиционные осветительные установки (помещения в виде прямоугольного параллелепипеда с размещением светильников только со стороны потолка, а также со строго определенной рабочей плоскостью, например, на уровне пола, либо на высоте 0,8 м от пола), то применительно к ОУ для выращивания микроводорослей расчет данного индекса проводить некорректно.

Следовательно, для применения метода коэффициента использования светового потока с целью оценки эффективности нужны кардинально другие подходы.

Исходя из вышесказанного, целью данной работы является рассмотрение возможности применения метода коэффициента использования светового потока для расчета ОС ОУ для выращивания микроводорослей промышленного назначения.

Для достижения поставленной цели решались следующие задачи:

– анализ существующих ОС ОУ;

- выбор метода расчета UF;

 – создание фотометрических файлов с расширением *.ies для осветительных приборов с типовой кривой силой света (КСС) типа Д (согласно ГОСТ Р 54350 – 2015);

 – разработка методики оценки эффективности ОС ОУ методом коэффициента использования светового потока;

- расчет *UF*;

– анализ результатов расчета.

Анализ существующих ОС ОУ показал, что созданы фотобиореакторы в форме прямоугольного параллелепипеда и цилиндра.

Для примера рассмотрим ОС ОУ в форме прямоугольного параллелепипеда.

По типу исполнения фотобиореакторы бывают открытого, закрытого и частично-закрытого типов.

Как показали исследования [4, 5], чем выше коэффициенты отражения поверхностей, тем выше *UF*. Поэтому для искусственного облучения целесообразно применять фотобиореакторы закрытого типа и в настоящей работе будем рассматривать их.

Анализ светоотражающих свойств материалов показал, что существуют материалы, коэффициенты отражения которых составляют около 90%. К таким материалам, например, относится анодированный алюминий. По этой причине за основу примем коэффициент отражения поверхностей 90%.

Проведен анализ существующих ОС ОУ для выращивания микроводорослей промышленного назначения закрытого типа, выполненные в виде прямоугольного параллелепипеда. Результаты представлены в табл. 1.

Из табл. 1 видно, что существуют фотобиореакторы закрытого типа, поверхности которых имеют покрытие с высоким коэффициентом отражения: ОС № 4 и ОС № 5.

Для оценки ОС ОУ выбран метод расчет *UF*, разработанный авторами в работе [4], со следующими изменениями и дополнениями:

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

 с целью оценки UF по всему объему резервуара фотобиореактора создаются расчетные плоскости в количестве 5 шт;

– расчетные плоскости располагаются на расстоянии относительно друг друга $H_p/5$, две из которых располагаются непосредственно на гранях фотобиореактора, где H_p – высота прямоугольного параллелепипеда;

– на каждой расчетной плоскости проводится расчет *UF* по разработанному авторами методу [4];

– выполняется расчет среднего значения UF_{cp} ;

– рассчитываются значения индекса ОУ *i*_p по формуле

$$i_{\rm p} = L_{\rm p} \cdot W_{\rm p} / (H_{\rm p} \cdot (L_{\rm p+} W_{\rm p}), \qquad (2)$$

где $L_{\rm p}$ – длина прямоугольного параллелепипеда; $W_{\rm p}$ – ширина прямоугольного параллелепипеда.

Таблица 1

Анализ существующих ОС ОУ установок для выращивания микроводорослей промышленного назначения

№ оптической системы	<i>L</i> , м	<i>W</i> , м	Н, м	Коэффициенты отра- жения граней, %: <i>LW</i> ₁ , <i>LW</i> ₂ , <i>LH</i> ₁ , <i>LH</i> ₂ , <i>WH</i> ₁ , <i>WH</i> ₂
OC № 1	1,5	1,1	0,5	90, 90, 10, 10, 10, 10
OC № 2	1,5	1,1	1,0	90, 90, 90, 90, 10, 10
OC № 3	2,2	1,1	1,0	90, 90, 90, 90, 10, 10
OC № 4	1,0	1,0	1,0	90, 90, 90, 90, 90, 90, 90
<u>OC</u> № 5	1,6	1,6	1,6	90, 90, 90, 90, 90, 90, 90

Выражение (2) получено из выражения (1) путем принятия равенств $L_p = L$, $W_p = W$, $H_p = H$ с целью уйти от влияния положения расчетной плоскости на индекс помещения, который в нашем случае называется индексом ОУ.

Все рассматриваемые ОС ОУ имеют объем 1000 л и равномерно расположенные квазиточечные источники света в количестве 100 шт.

Авторами создан фотометрический файл с расширением *.ies типов КСС типа Д согласно Международному стандарту IESNA:LM-63–1995.

На рис. 1 представлен вариант ОУ с обозначениями и расположением расчетных плоскостей.



В табл. 2 приведены рассматриваемые авторами ОС ОУ в форме прямоугольного параллелепипеда, а также результаты расчета UF_{cp} .

Таблица 2

Рассматриваемые варианты ОС ОУ и результаты расчета <i>UF</i> ср											
$L_{\rm p}$	$W_{\rm p}$	$H_{\rm p}$	<i>i</i> p	UF_1	UF_2	UF_3	UF_4	UF_5	UF_{cp}		
1,00	1,00	1,00	0,5	1,6520	1,7371	1,8540	2,0068	2,1894	1,8879		
1,25	1,25	0,64	1,0	2,5522	2,6202	2,7084	2,8094	2,9092	2,7199		
1,50	1,50	0,44	1,7	3,3194	3,3705	3,4288	3,4927	3,5575	3,4338		
1,75	1,75	0,33	2,7	3,8018	3,8382	3,8768	3,9179	3,9751	3,8820		
2,00	2,00	0,25	4,0	4,1208	4,1420	4,1768	4,2056	4,2572	4,1805		
2,25	2,25	0,20	5,7	4,3451	4,3558	4,4135	4,3558	4,4702	4,3881		
2,50	2,50	0,16	7,8	4,5294	4,5313	4,5463	4,5894	4,6681	4,5729		
2,75	2,75	0,13	10,4	4,5920	4,5950	4,6101	4,6630	4,7273	4,6375		
3,00	3,00	0,11	13,5	4,6755	4,6854	4,6971	4,7619	4,8087	4,7257		
3,50	3,50	0,08	21,4	4,9466	4,9625	4,9894	5,0384	5,0348	4,9943		
4,00	4,00	0,06	32,0	5,1424	5,1680	5,2048	5,2080	5,2512	5,1949		
4,50	4,50	0,05	45,6	5,3318	5,3541	5,3825	5,3906	5,4311	5,3780		
5,00	5,00	0,04	62,5	5,4400	5,4600	5,4650	5,4850	5,4950	5,4690		
6,00	6,00	0,03	108,0	5,5764	5,5980	5,6052	5,6124	5,5584	5,5901		

Результаты, полученные в табл. 2, показывают, что значения UF практически не зависят от положения расчетной плоскости, а следовательно, оценку эффективности для ОС ОУ, представляющую собой форму прямоугольного параллелепипеда и имеющую коэффициенты отражения поверхностей 90%, можно проводить по любой расчетной плоскости.

Для сравнения полученных значений UF авторами рассчитаны значения UF существующих ОС ОУ, приведенных в табл. 1, которые соответствуют следующим значениям:

OC \mathbb{N}_{2} 1: $i_{p} = 1,3$; UF = 3,070; OC \mathbb{N}_{2} 2: $i_{p} = 0,6$; UF = 2,153; OC \mathbb{N}_{2} 3: $i_{p} = 0,7$; UF = 2,327; OC \mathbb{N}_{2} 4: $i_{p} = 0,5$; UF = 1,894; OC \mathbb{N}_{2} 5: $i_{p} = 0,5$; UF = 1,894. Рассчитанные данные *UF* показывают, что при правильно рассчитанной ОС ОУ эффективность ОУ можно увеличить в 2 раза и более по сравнению с существующими ОУ.

Для определения оптимальных габаритных размеров построена зависимость $UF_{cp}(i_p)$ (рис. 2).

Как видно из полученной зависимости, при $0 < i_p < 5,7 UF$ резко возрастает, а при $i_p > 5,7$ изменяется незначительно. По этой причине для ОС ОУ в форме прямоугольного параллелепипеда оптимальные габаритные размеры согласно табл. 2 такие, при которых значение $i_p = 5,7$. В нашем случае размеры соответствуют следующим равенствам: $L_p = 2,25$ м, $W_p = 2,25$ м, $W, H_p = 0,20$ м.



Рис. 2. Зависимость коэффициента использования светового потока от индекса ОУ

Выводы

1. Расчет ОС ОУ для выращивания микроводорослей промышленного назначения целесообразно проводить методом коэффициентов использования светового потока.

2. Эффективность ОС ОУ необходимо оценивать по среднему значению коэффициента использования светового потока, который рассчитывается по всему объему фотобиореактора.

3. Для ОС ОУ с коэффициентами отражения поверхностей 90% и более и КСС типа Д, оценка эффективности может проводиться по расчету UF любой из плоскостей.

4. Показано, что конструкция существующих ОС ОУ неэффективна.

5. Предложен вариант оптимизации облучательных установок для повышения их эффективности. 6. По предложенному методу оценки эффективности ОС ОУ можно провести расчет *UF* для других типов КСС, коэффициентов отражений поверхностей, а также для ОС любой формы и любым расположением осветительных приборов.

7. Результаты настоящей работы могут быть использованы для проектирования ОС ОУ для выращивания микроводорослей промышленного назначения.

Литература

1. Алексеев М.А. Установка для культивирования микроводоросли хлореллы / М.А. Алексеев, Э.Д. Арьянова, С.С. Иванова и др. // Сб. науч. тр. 6-й Всерос. конф. «Ресурсоэффективным технологиям – энергию и энтузиазм молодым» ТПУ. – Томск, 2015. – С. 377–381.

2. Кругликова Л.Л. Влияние фотометрических характеристик источника излучения на эффективность выращивания микроводоросли CHLORELLA / Л.Л. Кругликова, А.Н. Яковлев, Д.М. Савинова // Сб. ст. ХХ Междунар. науч.-практ. конф. «Современные техника и технологии» / ТПУ, Томск. – 2014. – С. 135–136.

 Справочная книга по светотехнике / под ред. Ю.Б. Айзенберга. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Знак, 2006.

4. Гончаров А.Д. Универсальный метод расчета коэффициента использования светового потока осветительных приборов / А.Д. Гончаров, В.И. Туев // Доклады ТУ-СУРа. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 55–60.

5. Пособие к МГСН 2.06–99. Расчет и проектирование искусственного освещения помещений общественных зданий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.opengost.ru, свободный (дата обращения: 27.07.2017).

УДК 621:382

Е.С. Ганская, Г.А. Косачева, Д.К. Нуриев, В.С. Солдаткин

Мощный светодиод белого цвета свечения

Излагаются результаты исследования вольт-амперной характеристики, зависимости светового потока и световой отдачи от прямого тока, зависимости коррелированной цветовой температуры и цветовых координат от прямого тока мощного светодиода белого цвета свечения.

Ключевые слова: мощный белый светодиод, люминофорная композиция, теплоотвод.

В настоящее время светодиоды получили широкое применение в светотехнических устройствах различного назначения: бытового, офисного, уличного и т.д. Востребованность светодиодов в светотехнике связана с их высокой надёжностью и энергоэффективностью. Миниатюрность светодиода позволяет конструировать светотехнические устройства различной сложности. Наряду с существенными преимуществами светодиодного освещения перед всеми существующими искусственными источниками света существуют основной недостаток – это необходимость обеспечения отвода тепла от активной области светодиода. Особенно отвод тепла актуален для мощных светодиодов. Цель работы: исследование характеристик мощного белого светодиода.

Задачи работы:

- исследовать вольт-амперную характеристику;

 исследовать зависимость светового потока и световой отдачи от прямого тока;

 исследовать зависимости коррелированной цветовой температуры и цветовых координат от прямого тока.

Мощный светодиод белого цвета свечения состоит из корпуса, на который с помощью теплопроводящего клея смонтирован светодиодный кристалл. Омические контакты кристалла соединены золотой проволокой с контактными площадками корпуса. На

кристалл нанесена люминофорная композиция. Кристалл, проволока и люминофорная композиция герметично закрыты линзой, которая защищает от влаги и механических повреждений, а также предназначена для формирования кривой силы света, излучаемой светодиодом [1]. Схемный вид исследуемого светодиода изображён на рис. 1. Светодиод имеет площадь 5×5 мм, а высоту с линзой – 3 мм.

Кристалл светодиода имеет размеры примерно $1000 \times 1000 \times 90$ мкм³, из которых примерно 85 мкм толщины занимает подложка из карбида кремния и примерно 5 мкм – полупроводниковая структура GaN/InGaN с множественными квантовыми ямами. Полупроводниковая структура состоит, как правило, из слоя *p*-типа (GaN ~ 0,2 мкм), слоя *p*-типа (AlGaN ~ 0,03 мкм), активной области (InGaN/GaN ~ 0,2 мкм), *n*-типа (GaN ~ 2,5 мкм), *u*-типа (GaN ~ 2 мкм).



Рис. 1. Схематическое изооражение мощного светодиода белого цвета свечения

При подаче напряжения в прямом направлении потенциальный барьер понижается, вследствие чего в р-область войдет добавочное количество электронов, а в *n*-область – *p*-дырок, такой процесс называется инжекцией. Существует пять основных видов излучательной рекомбинации. Излучательная рекомбинация – единственный физический механизм генерации света в светодиоде. В процессе рекомбинации из электронов и дырок образуются фотоны. Но лишь часть из сгенерированных фотонов может выйти на поверхность светодиода. Вывод света из светодиодного кристалла определяется внутренним квантовым выходом, внешним квантовым выходом, а эффективность светодиода определяется световой отдачей, которая объединяет квантовый выход кристалла и люминофора [1].

Люминофорная композиция состоит из оптически прозрачного компаунда и порошка люминофора. Люминофор представляет собой мелкодисперсный порошок с частицами от 5 до 20 мкм. Структура кристаллической решётки – гранат, в узлах которой расположены атомы иттрия, гадолиния и алюминия. Кристаллическая решётка люминофора активируется атомами Се и Gd. YGG (YAG) имеет неравновесные состояния кристаллической решетки и при воздействии излучением кристалла светодиода с длиной волны 450–465 нм электроны возбуждаются на высокие энергетические уровни, а затем переходят на равновесные с выделением энергии путём излучения фотона [2]. Температурная зависимость ширины запрещённой зоны светодиодного кристалла описывается по формуле

$$E = E|_{T=0 K} - \frac{\alpha T^2}{T+\beta}, \qquad (1)$$

где α и β – эмпирически подобранные коэффициенты: $\alpha = 7,7 \times 10^{-4}$ эВ, $\beta = 600$ К. $E|_{T=0}$ к – ширина запрещённой зоны при 0 К, 3,47 эВ.

Зависимость мощности излучения светодиодного кристалла от температуры

$$P = P|_{300 \text{ K}} \exp \frac{T - 300K}{T_i}, \qquad (2)$$

T_i – характеристическая температура конкретного светодиода.

Тепловое сопротивление светодиода можно рассчитать по формуле

$$R_t = \delta / (\lambda \times S), \tag{3}$$

где δ – толщина слоя (м); *S* – площадь слоя (м²); λ – теплопроводность вещества [3].

Методика эксперимента

Мощный светодиод белого цвета свечения смонтирован на теплоотвод из алюминия методом пайки. С помощью источника-измерителя Keithley 2410 задавались значения прямого тока и измерялись значения прямого напряжения, световой поток измерялся с помощью фотометрического шара «ТКА-КК1», а коррелированная цветовая температура и цветовые координаты измерялись с помощью спектроколориметра «ТКА-ВД». Измерения проводились с шагом 10 мА по значениям прямого тока с выдержкой на каждой ступени не менее 5 мин для термостабилизации светодиода.

Экспериментальная часть

Проведены измерения значений прямого напряжения от прямого тока и построена вольт-амперная характеристика мощного светодиода белого цвета свечения (рис. 2).



Проведены измерения значений светового потока от прямого тока и построена люмен-амперная зависимость мощного светодиода белого цвета свечения (рис. 3).

По результатам измеренных значений прямого тока, прямого напряжения и светового потока рассчитаны значения световой отдачи и построена за-

висимость световой отдачи от прямого тока мощного светодиода белого цвета свечения (рис. 4).



Рис. 3. Люмен-амперная зависимость мощного светодиода белого цвета свечения



Проведены измерения значений коррелированной цветовой температуры от прямого тока и построена зависимость коррелированной цветовой температуры от прямого тока мощного светодиода белого цвета свечения (рис. 5).



белого цвета свечения

Проведены измерения значений цветовых координат от прямого тока и построена зависимость цветовых координат от прямого тока мощного светодиода белого цвета свечения (рис. 6).



Рис. 6. Зависимость цветовых координат от прямого тока мощного светодиода белого цвета свечения

Выводы

1. Из вольт-амперной характеристики мощного светодиода белого цвета свечения (см. рис. 2) видно, что зависимость близка к идеальной ВАХ светодиода, при этом режим насыщения наблюдается в диапазоне значения прямого тока на участке от 330 В, а верхнее граничное значение не было определено, так как эксперимент был остановлен в связи с опасением термоэлектрического пробоя светодиода.

2. Из рис. 3 видно, что люмен-амперная зависимость мощного светодиода белого цвета свечения носит линейный характер и подходит под описание формулы (2).

3. Из рис. 4 видно, что зависимость световой отдачи от прямого тока мощного светодиода белого цвета свечения носит нелинейный характер и условно её можно разделить на три участка: до 100 мА – рост световой отдачи; от 100 до 160 мА – линейный участок, который можно объяснить термоэлектрическим балансом в светодиоде; от 160 мА – спад значений световой отдачи, который объясняется нагревом активной области, вследствие чего увеличивается доля безызлучательной рекомбинации.

4. Из рис. 5 видно, что зависимость коррелированной цветовой температуры от прямого тока мощного светодиода белого цвета свечения незначительно растёт с ростом прямого тока, а цветовые координаты практически не меняются за исключением координаты *x*.

Литература

Шуберт Ф. Светодиоды / пер. с англ.; под ред.
 А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.

2. Сощин Н.П., Личманова В.Н., Большухин В.А. Промышленные редкоземельные люминофоры для эффективных осветительных светодиодов // Нанотехника. – 2013. – № 1 (33). – С. 72–78.

3. Солдаткин В.С., Ряполова Ю.В., Афонин К.Н. и др. Анализ срока службы светодиодных излучающих элементов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – №3. – С. 55–61.

УДК 621.396.41

А.А. Вилисов, К.В. Тепляков, В.С. Солдаткин

Влияние конструктивных особенностей светодиодов на их тепловое сопротивление

Исследована зависимость параметров и спектральных характеристик тепловых сопротивлений светодиодов от конструктивных особенностей, используемых различными фирмами-производителями. Опиыана методика испытаний, применяемое оборудование и образцы.

Ключевые слова: светодиод, тепловое сопротивление, омический контакт, *р-п*-переход, полупроводник.

На сегодняшний день светодиоды и светодиодные осветительные приборы, обладающие наибольшим энергосбережением, приобретают все большую популярность во всех областях жизнедеятельности человека, где необходимо использование систем подсветки и освещения. Наибольшее развитие получили системы освещения больших объектов и площадей, таких как здания, памятники, улицы, а также жилых, производственных и складских помещений.

При разработке систем светодиодного освещения высокой интенсивности разработчикам всегда необходимо учитывать интенсивное выделение тепла, поскольку генерация большой интенсивности излучения неразрывно связана с выделением джоулева тепла, которое способно привести к перегреву всей системы. Для ослабления негативного эффекта от выделения тепла используют системы отвода и рассеивания тепла в окружающую среду. Для характеристики эффективности отвода и рассеивания тепла используется такой параметр, как тепловое сопротивление. На величину теплового сопротивления, как и в случае с классическим электрическим сопротивлением, оказывают влияние все составляющие на пути тепла от источника (кристалла) к теплорассеивателю (радиатору). Одним из элементов на пути распространения тепла во всей светодиодной конструкции является место приклейки светодиодного кристалла к герметизирующему корпусу или металлизации теплопроводной подложки, на которой расположен слой металлизации с целью подведения электрического потенциала к светодиодному кристаллу.

Цель работы

Определить эффективность использования слоя металлизации больших размеров (в несколько раз больше размеров светодиодного кристалла) путем определения теплового сопротивления *p*–*n*-переход – окружающая среда на основании метода, в основу которого положено изменение спектра излучения полупроводникового кристалла при изменении его температуры.

Методика проведения измерений

Суть используемой методики состоит в сравнении спектров излучения одного образца при условии наличия значительного нагрева кристалла и при практически полном отсутствии в условии постоянства температуры на одной из частей исследуемого образца (корпус или основание платы). Условие нагрева достигается за счет подачи номинального или повышенного прямого тока. Отсутствие нагрева достигается за счет импульса прямого тока заданной амплитуды длительностью в 1 мкс при скважности 100.

Для постоянного и импульсного тока снимается зависимость контролируемого параметра, например пиковой длины волны излучения и ширины спектра излучения по уровню 0,5, от температуры корпуса, после чего сравниваются температуры корпуса на двух графиках при одинаковом термозависимом параметре. Температура корпуса выбирается из расчета отсутствия теплого пробоя светодиодного кристалла. На рис. 1 представлен графический способ определения разности температур по полученным температурным зависимостям.



Рис. 1. Графическое изображение определения величины перегрева

Тепловое сопротивление R_t при постоянной температуре корпуса определяется по формуле (1):

$$R_{\rm t} = \frac{|I_2 - I_1|}{I_{\rm np} \cdot U_{\rm np}},\tag{1}$$

где T_2 и T_1 – температуры, определяемые по графикам при неизменном значении контролируемого параметра; $I_{\rm np}$ и $U_{\rm np}$ – прямой ток и напряжение, определяемые при постоянном токе.

В случае когда зависимость теплозависимого параметра от температуры имеет линейный характер, определение величины перегрева упрощается при использовании аппроксимации линейной зависимостью с использованием метода наименьших квадратов. В таком случае величина перегрева ΔT будет
определяться по формуле (2), а величина теплового сопротивления – по формуле (3).

$$\Delta T = T_1 - T_2 = \frac{(k_1 - k_2) \cdot T_1 + b_1 - b_2}{k_2}, \qquad (2)$$

где k_1 , k_2 – коэффициенты наклонов линейных зависимостей; b_1 , b_2 – свободные коэффициенты в линейных зависимостях; T_1 – температура, от которой ведется отсчет перегрева.

$$R_{t} = \frac{|(k_{1} - k_{2}) \cdot T_{1} + b_{1} - b_{2}|}{k_{2} \cdot T_{\Pi p} \cdot U_{\Pi p}}$$
(3)

Описание исследуемых образцов

Измерения поводились на кристаллах ES-SMHRPX42 красного свечения производства компании Epistar, которые приклеивались на контактные площадки разного размера, расположенные на алюминиевой плате толщиной 1,5 мм и имеющей диэлектрический слой толщиной 100 мкм для электрической изоляции кристаллов друг от друга. После посадки кристаллы разваривались золотой проволокой диаметром 40 мкм к общему анодному выводу. На рис. 2 представлен внешний вид испытываемой платы с приклеенными и разваренными на ней кристаллами. Для удобства подключения кристаллов к источнику постоянного тока дополнительно были припаяны провода. В табл. 1 приведена информация о форме и размерах площадок, на которых размещались кристаллы.

Описание используемого оборудования

Для проведения измерений использовался фотометрический шар производства компании Instrument Systems диаметром 50 см, на радиусе которого располагался измеряемый образец. Излучение из фотометрического шара через оптоволоконный проводник передавался на спектрометр, сопряженный с персональным компьютером, на котором происходит обработка информации, поступаемой со спектрометра, и учитывающий изменение в спектре, привносимом внесением в шар измеряемого образца и измерительной оснастки. Погрешность определения длины волны излучения спектрометром составляла 0,3 нм. В качестве источника тока использовался блок питания Keithley 2601В с погрешностью задания тока не более 1 мА, погрешностью измерения напряжения не более 2 мВ и тока не более 2 мА. Для установления и стабилизации температуры использовалась металлическая пластина с расположенной на ней термопарой и сопряженной с контроллером поддержания температуры с погрешностью не более 0,9 °С. При измерении спектра излучения светодиода в импульсном режиме (без разогрева *р*-*п*-перехода) собрана схема, представленная на рис. 3. Значение амплитуды импульсного тока на диоде определялось по данным, отображаемым на осциллографе.



Рис. 3. Блок-схема включения светодиода в импульсном режиме

Результаты измерений и обработки полученных данных

В результате проведения измерений были получены зависимости изменения спектральных параметров (пиковая длина волны излучения и ширина спектра по уровню 0,5) от температуры корпуса. На основании полученных данных были определены уравнения прямых, по которым определялась величина перегрева и теплового сопротивления при различной температуре корпуса.

Таблица 2

Результаты определения перегрева и теплового сопротивления по пиковой длине волны

Номер	Форма	Площадь металли-	R_t ,
кристалла	металлизации	зации, мм ²	К/Вт
1	Круглая	67,93	10,9
2	Круглая	7,67	12,1
3	Круглая	2,92	13,7
4	Квадратная	2,42	25,2
7	Круглая	4,36	11,0
8	Квадратная	1,47	17,3

Рис. 2. Многокристальная плата с кристаллами красного свечения

Таблица 1

Информация о формах и размерах контактных площадок

№ площадки	Форма площадки	Площадь, мм ²
1	Круглая	67,93
2	Круглая	7,67
3	Круглая	2,92
4	Квадратная	2,42
5	Круглая	41,28
6	Круглая	21,24
7	Круглая	4,36
8	Квадратная	1,47

Таблица 3

тивления по ширине спектра			
Номер	Форма	Площадь	R_t ,
кристалла	металлизации	металлизации, мм ²	К/Вт
1	Круглая	67,93	11,2
2	Круглая	7,67	12,2
3	Круглая	2,92	14,1
4	Квадратная	2,42	25,3
7	Круглая	4,36	11,3
8	Квадратная	1,47	18,2

Результаты определения перегрева и теплового сопро-

В табл. 2 и 3 приведены результаты определения теплового сопротивления *p*-*n*-переход – окружающая среда (термопара на термозадающей пластине), определенные при температуре 25 °C и при

УДК 628.931

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

Расчёт формы напряжения на нагрузке в устройстве питания с пассивным корректором коэффициента мощности

Предложена математическая модель, позволяющая описать и оценить форму напряжения на нагрузке в устройстве питания с пассивным корректором коэффициента мощности, использующемся в светодиодных источниках света. Экспериментальными исследованиями подтверждена достоверность результатов, полученных расчетным путём.

Ключевые слова: светоизлучающий диод, источник света, нагрузка, корректор коэффициента мощности, форма напряжения, эквивалентная схема.

Светодиодные источники света в настоящее время применяются повсеместно. Имея значительное преимущество перед другими источниками света [1], они из года в год все больше вытесняют их с рынка искусственного освещения.

Известно [1, 2], что светодиоды питаются постоянным током, в связи с чем в конструкции источника света предусмотрен выпрямитель и стабилизатор, обеспечивающий неизменность значения тока, протекающего через светодиоды, которые на схеме электрической структурной (рис. 1) обозначены как «Нагрузка».



Рис. 1. Схема электрическая структурная источника питания светодиодного источника света

В конструкции источника питания светодиодного источника света, как правило, используется выпрямитель с корректором коэффициента мощности (ККМ).

Пассивные корректоры коэффициента мощности достаточно хорошо изучены [1–5], однако вопросы расчета формы напряжения на нагрузке выпрямителя с ККМ решены неокончательно.

В данной работе решается задача построения формы напряжения на нагрузке выпрямителя с ККМ. использовании в качестве термозависимых спектральных параметров соответственно пиковой длине волны и ширины спектра излучения по уровню 0,5.

Анализ полученных результатов

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что использование в качестве теплозависимого параметра таких спектральных параметров, как пиковая длина волны и ширина спектра излучения по уровню 0,5 приводит к получению достаточно близких результатов. Кроме того с увеличением диаметра металлизации круглой форму величина теплового сопротивления уменьшается, однако у образца №7 было обнаружено широкое растекание токопроводящего клея между кристаллом и металлизацией, что привело к улучшению теплоотвода и уменьшению величины теплового сопротивления.

Пассивные ККМ, как правило [1–5], строятся в соответствии с типовой схемой, приведенной на рис. 2.



Рис. 2. Типовая схема выпрямителя с пассивным ККМ

Устройство содержит двухполупериодный выпрямитель на диодах VD_1-VD_4 , два сглаживающих конденсатора C_1 и C_2 и диоды VD_5-VD_7 . $R_{\rm H}$ – эквивалентное сопротивление нагрузки выпрямителя с ККМ.

На диоды $VD_1 - VD_4$ подается переменное входное напряжение

$$U_{\rm BX} = U_m \cdot \sin(\omega t), \tag{1}$$

где U_m – амплитудное значение входного напряжения; $\omega = 2\pi f - \kappa$ руговая частота питающей сети.

Для последующего расчета принято амплитудное значение напряжения U_m , равное 12 В, значение частоты питающего напряжения f = 50 Гц. Конденсаторы C_1 и C_2 имеют одинаковые значения емкости, равные 47 мкФ. Значение сопротивления нагрузки $R_{\rm H}$ равно 350 Ом.

Для последующего анализа формы напряжения на элементах цепи применен метод кусочнолинейной аппроксимации вольт-амперных характеристик диодов VD_1-VD_7 [3] с учетом следующих ограничений и допущений:

1. Внутренние сопротивления диодов приняты одинаковыми и равными r = 50 Ом.

2. Контактная разность потенциалов диодов принята равной нулю.

3. Внутреннее сопротивление питающей сети (источник напряжения $U_{\rm BX}$) принято равным нулю.

Процессы, протекающие в цепи (см. рис. 2) за период T = 1/f питающего напряжения, описываются тремя временными интервалами.

На первом интервале от t_1 до t_2 конденсаторы C_1 и C_2 включены последовательно через диод VD_6 и заряжаются каждый до половины мгновенного значения входного напряжения. Нагрузка $R_{\rm H}$ находится под действием входного переменного напряжения. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для первого интервала, приведена на рис. 3. Эквивалентная емкость $C_{\rm посл}$, последовательно включенные конденсаторы C_1 и C_2 определяется соотношением





Рис. 3. Эквивалентная схема цепи для первого интервала от t_1 до t_2

Мгновенное значение напряжения на нагрузке $U_{\rm H}(t)$ определяется мгновенным значением входного напряжения [3]

$$U_{\rm H}(t) = U_{m1} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1). \tag{3}$$

В момент времени, непосредственно предшествующий t_1 , конденсаторы C_1 и C_2 имеют остаточный заряд, поэтому изменение напряжения на них на первом интервале определяется классическим методом анализа переходных процессов [3] в виде суммы установившейся $U_{C_{посл у}}$ и свободной $U_{C_{посл св}}$ составляющих:

$$U_{C_{\text{посл}}}(t) = U_{C_{\text{посл y}}}(t) + U_{C_{\text{посл cB}}}(t).$$
 (4)

Установившееся напряжение на конденсаторе равно

$$U_{C_{\text{посл}}}(t) = U_{m1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t + \phi_1 + \phi_2 - \frac{\pi}{2}), \quad (5)$$

где $\varphi_2 = -\operatorname{arctg}(\omega \tau) -$ угол сдвига фаз между установившимся током в цепи и приложенным синусоидальным напряжением; $\tau_1 = r \cdot C_{\text{посл}} -$ постоянная времени на первом интервале времени.

Свободная составляющая напряжения на конденсаторе определяется по формуле

$$U_{C_{\text{посл св}}}(t) = A_1 e^{-t/\tau_1},$$
 (6)

где A_1 – постоянная интегрирования.

Подставляя (5) и (6) в (4), получим формулу для расчета переходного напряжения на конденсаторе:

$$U_{C_{\text{nocn}}}(t) = \frac{U_{m_{1}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{1})^{2}}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_{1} + \varphi_{2} - \frac{\pi}{2}) + A_{1}e^{-t/\tau_{1}}.$$
 (7)

Полагая, что перед началом переходного процесса $U(t_{1-}) = U(t_1)$, значение постоянной интегрирования определим по формуле

$$4_1 = U(t_1) - \frac{U_{m_1}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t_1 + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}).$$
(8)

Напряжение на конденсаторе С_{посл} на первом интервале можно записать в виде

$$U_{C_{\text{посл}}}(t) = \frac{U_m}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t + \phi_1 + \phi_2 - \frac{\pi}{2}) + \left(U(t_1) - \frac{U_m}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t_1 + \phi_1 + \phi_2 - \frac{\pi}{2})\right) \times e^{-t/\tau_1}.$$
 (9)

На втором интервале от t_2 до t_3 (рис. 3) открыты диоды VD_5 и VD_7 и закрыт диод VD_6 . В этот промежуток времени конденсаторы C_1 и C_2 включены параллельно и вместе с $R_{\rm H}$ находятся под напряжением $U_{\rm BX}(t)$ [5]. Момент времени t_2 соответствует максимальному значению мгновенного напряжения на нагрузке.

Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для второго интервала, приведена на рис. 4.



Рис. 4. Эквивалентная схема цепи для второго интервала от t_2 до t_3

В момент времени, непосредственно предшествующий t_2 , конденсаторы C_1 и C_2 имеют остаточный заряд, поэтому изменение напряжения на них определяется классическим методом анализа переходных процессов в виде суммы установившейся $U_{C_{\text{пар у}}}$ и свободной $U_{C_{\text{пар св}}}$ составляющих:

$$U_{C_{\text{nap}}}(t) = U_{C_{\text{nap y}}}(t) + U_{C_{\text{nap cs}}}(t).$$
(10)

Установившееся напряжение на конденсаторе равно

 $U_{C_{\text{пар y}}}(t) = U_{m_2} \cdot (X_{C_{\text{пар}}}/z) \cdot \sin(\omega t + \varphi_3 + \varphi_4 - \frac{\pi}{2})$, (11) где $Z = \sqrt{(r^2 + X_{C_{\text{пар}}})^2}$ – модуль полного сопротивления цепи; $X_{C_{\text{пар}}} = 1/\omega C_{\text{пар}}$ – емкостное сопротивление; $\varphi_4 = -\arctan(2 X_{C_{\text{пар}}}/r)$ – угол сдвига фаз между установившимся током в цепи и приложенным синусоидальным напряжением.

Свободная составляющая напряжения на конденсаторе C_{nap}

$$U_{C_{\text{пар св}}}(t) = A_2 e^{-t/\tau_2},$$
 (12)

где A_2 – постоянная интегрирования; $\tau_2 = rC_{\text{пар}}/2$ – постоянная времени на втором интервале времени.

Подставляя (11) и (12) в (10), получим формулу для расчета переходного напряжения на конденсаторе:

$$U_{C_{\text{nap}}}(t) = \frac{U_{m_2}}{Z\omega C_{\text{nap}}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_3 + \varphi_4 - \frac{\pi}{2}) + A_2 e^{-t/\tau_2}.$$
 (13)

Полагая, что перед началом переходного процесса $U(t_{2-}) = U(t_2)$, значение постоянной интегрирования определим по формуле

$$A_2 = U(t_2) - \frac{U_{m_2}}{Z\omega C_{\text{nap}}} \cdot \sin(\omega t_2 + \varphi_3 + \varphi_4 - \frac{\pi}{2}). \quad (14)$$

Напряжение на конденсаторе $C_{\text{пар}}$ на втором интервале можно записать в виде

$$U_{C_{\text{rap}}}(t) = \frac{U_{m_2}}{Z\omega C_{\text{rap}}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_3 + \varphi_4 - \frac{\pi}{2}) + \left(U(t_2) - \frac{U_{m_2}}{Z\omega C_{\text{rap}}} \cdot \sin(\omega t_2 + \varphi_3 + \varphi_4 - \frac{\pi}{2})\right) \times e^{-t/\tau_2} .$$
(15)

На третьем интервале от t_3 до $t_1+T/2$ конденсаторы C_1 и C_2 включены параллельно и разряжаются через нагрузку. Напряжение на нагрузке экспоненциально уменьшается относительно начального значения в момент времени t_3 .

$$U_{\rm H}(t) = U_{C_{\rm nap}}(t_3) e^{-t/\tau_3},$$
(16)
$$\tau_3 = C_{\rm nap}(R_{\rm H} + r/2).$$

Для построения временной зависимости напряжений и токов на третьем интервале необходимо найти численные значения t_1 и t_3 .

Численное значение t_3 определяется [3]

 $t_3 = -\arctan(\omega C_{\text{пар}} R_{\text{H}})/\omega.$ (17) Момент времени t_1 находится при решении трансцендентного уравнения [3]

$$U_{m_2} \cdot \sin(\omega t_1) = U_{m_2} \cdot \sin(\omega t_2) \cdot e^{\frac{\tau/2 + t_1 + t_2}{R_{\rm H} \cdot C_{\rm nap}}}.$$
 (18)

Зная численные значения моментов времени t_1 , t_2 и t_3 , имеется возможность построить форму напряжения на нагрузке (рис. 5).



Привязка границ интервалов к форме напряжения на нагрузке в установившемся режиме функционирования выпрямителя с ККМ, иллюстрируется на рис. 5: первый (от t_1 до t_2), второй (от t_2 до t_3) и третий (от t_3 до $t_1+T/2$).

Для экспериментальной проверки полученных расчетных результатов разработан и изготовлен макетный образец выпрямителя с пассивным ККМ согласно электрической схеме, изображенной на рис. 2. Использовались диоды VD1–VD7 типа 4004, конденсаторы C_1 и C_2 марки K50-15 47 мкФ, 50 В.

Измерения формы напряжения осуществлялись с помощью осциллографа Teledyne Lecroy Wave-Ace 2032, имеющего относительную погрешность 4%. Данные результаты изображены на рис. 6.



Рис. 6. Измеренная форма напряжения на нагрузке

Как видно из рис. 6, расчетная форма напряжения на нагрузке совпадает с формой, полученной экспериментальным методом (см. рис. 5). Расхождения форм напряжения обусловлены ограничениями и допущениями проведенного анализа.

Таким образом, в данной работе представлена математическая модель, позволяющая описать и оценить форму напряжения на нагрузке в пассивном корректоре коэффициента мощности, использующемся в светодиодных источниках света.

Полученные результаты далее будут использованы для анализа спектра потребляемого тока и анализа электромагнитной совместимости светодиодных источников света с питающей сетью.

Работа поддержана Минобрнауки РФ в рамках проекта RFMEFI57717X0266.

Литература

 Твердов И. Пассивные корректоры коэффициента мощности для однофазных и трехфазных модулей питания // Силовая электроника. – 2009. – № 4. – С. 8–11.

2. Григорьев В. Коррекция коэффициента мощности во вторичных источниках электропитания / В. Григорьев, Е. Дуплякин // Электронные компоненты. – 2000. – № 2. – С. 66–68.

3. Демирчян К.С., Нейман Л.Р. Теоретические основы электротехники. – СПб.: Питер, 2003. – 4-е изд. – Т. 2. – 407 с.

4. Махлин А. Особенности проектирования блока питания для светодиодных ламп // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – № 1. – С. 30–33.

5. Китаев В.Е. Расчёт источников электропитания устройств связи: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1993. – 232 с.

292

А.А. Мороз, П.В. Тимошенко, Е.Г. Незнамова

Исследование влияния химического и физического составов различных почв на тепличные растения. Светодиодная досветка саженцев

Приводятся результаты эксперимента по выращиванию перца болгарского в условиях закрытого грунта. Рассмотрены влияние факторов состава почвенного грунта, спектра освещенности на рост и развитие рассады болгарского перца. Сделаны выводы, касающиеся оптимальных из тестируемых условий для выращивания рассады этой овощной культуры.

Ключевые слова: перец болгарский, влияние состава почвы, светодиодная подсветка саженцев.

Растениеводство является важной отраслью сельского хозяйства. Поддержание и увеличение продуктивности современных агрокомплексов в современном мире обеспечивается как на основе традиционных технологий, так и путем поиска и применения новых эффективных методов выращивания растений.

Перец болгарский является распространенной овощной культурой в России. Плоды содержат большое количество полезных элементов, включая витамины Е, РР, С, необходимые для нормальной жизнедеятельности человека.

Сегодня можно найти огромное количество методик по выращиванию перцев различными способами, направленных на увеличение времени плодоношения, повышение качества продукции и уровня урожайности.

В сельскохозяйственном производстве урожайность овощных культур обусловлена плодородием почв. Также немалую роль играет такой абиотический фактор, как освещенность растений.

Объектом исследования стали растения перца болгарского «Фараон F1».

Целью работы является создание оптимальных условий для выращивания рассады перцев в условиях закрытого грунта с использованием подсветки светодиодными источниками света.

Для решения поставленной цели необходимо было решить следующие задачи:

1) обзор методик выращивания рассады перцев;

2) проведение комплексной агрохимической оценки почвы, используемой в опытах;

3) мониторинг роста и развития саженцев перца при использовании различных субстратов для произрастания и осветительных установок, отличающихся спектральным составом.

Почва имеет первостепенное значение для полноценного роста растений, вторым по значимости является фактор освещенности. Поэтому важно провести анализ данных факторов. Для эксперимента было взято четыре образца почв: 1 – прибрежный субстрат из поймы р. Томь; 2 – тепличная земля: 3 – огородная земля (эти образцы были взяты на приусадебном участке Томского района); образец 4 был закуплен в магазине – пакетированный грунт «Terra Vita». По результатам анализа выяснилось, что образец №4 наиболее богат органическим компонентом гумусового состава и макроэлементами, необходимыми для роста и развития растений: азотом, калием, фосфором, кальцием, магнием. Высокие концентрации этих компонентов должны обеспечивать хороший рост рассады на начальных стадиях ее развития.

Норма потребления света для рассады сладкого перца 5000–6000 лк. В условиях естественного освещения мы можем рассчитывать максимум на 2000–3000 лк. При этом присутствует риск ожога всходов прямыми солнечными лучами в ясные дни. В эксперименте инсоляция растений обеспечивалась искусственной подсветкой.

Для эксперимента были использованы светодиодные установки производства компании ООО «ТЕХЭНЕРГО» (г. Томск). Данные светодиодные лампы характеризуются повышенным индексом цветопередачи, который показывает, насколько естественно передается цвет предмета в свете того или иного источника света.

Осветительные установки, применяемые в эксперименте, характеризовались следующими спектральными характеристиками:

– длина волны 580 нм, цветность приближалась к более «нейтральному» белому свету, цветовая температура составляла 4236 К, освещённость – 5088 лк. Далее в эксперименте – лампа №1:

– длина волны 510 нм, освещенность 3080 лк. Далее в эксперименте – лампа №2:

– длина волны 510 нм, освещённость 3080 лк.

 светодиодная лампа белого света с длиной волны 585 нм. Освещённость 6220 лк. Цветовая температура составляла 2942 К, и цветность этой установки относилась к более «теплому» белому свету.

Далее в эксперименте – лампа №3:

 – длина волны 500 нм, освещённость 4306 лк, цветовая температура 2924 К.

Далее в эксперименте – лампа №4.

Под каждым осветительным прибором были установлены ёмкости с высеянными в различных субстратах семенами. Высота от грунта до светоизлучающих установок во всех случаях составляла 24 см. Светоизлучающие установки и растения под ними были изолированы друг от друга непроницаемой для света темной тканью.

Подсветка искусственным освещением производилась круглосуточно на протяжении всего периода эксперимента.

На данный момент существует множество методов выращивания перцев. Наиболее подробно мы ознакомились с обычным методом и московским – безземельным методом. Выявив достоинства и недостатки каждого из них, а также проанализировав полученные данные эксперимента, можно сделать вывод о том, что наиболее благоприятной средой для полноценного роста перца является богатая минеральными веществами почва, а посаженные обычным методом саженцы более устойчивы к внешним факторам.

В результате эксперимента выяснилось, что наиболее благоприятным субстратом для выращивания болгарских перцев на стадии рассады является грунт «Terra Vita». Грунт создан на основе натурального биогумуса. Также в состав входят дополнительные ингредиенты: очищенный речной песок, высококачественный торф, агроперлит.

Таким образом, использование осветительных установок Ra позволило ускорить рост саженцев перца «Фараон F1». Освещение рассады светодиодной лампой №1 с длиной волны 580 нм и цветовой температурой 4236 К оказалось наиболее благоприятным для развития растений. Выращенные под данной лампой перцы превзошли остальные группы по высоте стебля, размаху и количеству листьев на растении.

Литература

1. Кузина Е. Почва: агрохимическая оценка [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://pandia.ru/text/ 78/048/17154.php, свободный (дата обращения: 7.06.17).

2. Технология возделывания сладкого овощного перца рассадным способом в открытом грунте [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://pandia.ru/text/78/154/534.php, свободный (дата обращения: 1.06.17).

3. Перец: требование к условиям окружающей среды [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://agromania.ru/enc/Перец._Требования_к_условиям_окружающей_ среды, свободный (дата обращения: 1.06.17).

4. Перец [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.universalinternetlibrary.ru/book/20228/ogl.shtml, свободный (дата обращения: 2.06.17).

5. Тонкости выращивания рассады перцев [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://marremont.ru/vsadu/tonkosti-vyrashchivaniya-rassady-pertsa, свободный (дата обращения: 4.06.17).

6. Перец, баклажаны [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://profilib.com/chtenie/95120/avtor-neizvesten-kulinariya-perets-baklazhany-6.php, свободный (дата обращения: 4.06.17).

7. Московский метод выращивания рассады [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://sadyrad.ru/perec/sposob-vyrashhivanija-rassadypercev.html, свободный (дата обращения: 8.06.17).

8. Светодиоды для растений, спектр светодиодных ламп [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://fb.ru/article/239514/svetodiodyi-dlya-rasteniy-spektr-svetodiodnyih-lamp, свободный (дата обращения: 10.06.17).

УДК 621.396.41

В.Н. Давыдов, О.А. Каранкевич

Симметрия и антисимметрия физических свойств кристаллов в полярно-аксиальных явлениях

Изложен подход к определению природы тензора второго ранга, описывающего линейную связь между внешним воздействием (причиной) на кристалл и вызываемым следствием. Показано, что в дополнение принципу Онзагера полярная природа тензора имеет место, когда воздействие и следствие на кристалл являются аксиальными. Получены аналитические выражения наблюдения физических свойств кристалла как полярной, так и аксиальной природы при различных рангах и различной природе причины и следствия. Продемонстрировано их применение как для описания уже известных свойств кристаллов и предсказания новых свойств второго и третьего рангов, так и для установления условий их наблюдения.

Сделан вывод, что расширение принципа Онзагера не только увеличивает число охватываемых им явлений, но и предсказывает новые свойства полярной или аксиальной природы, если воздействие на кристалл неоднородно по его объему.

Ключевые слова: тензор физического свойства, принцип Онзагера, аксиальный тензор, полярный тензор.

Для выявления физических свойств полярного типа в кристаллофизике применяют классический принцип Онзагера, который предсказывает природу физического свойства второго ранга в зависимости от природы и ранга внешнего воздействия, а также природы и ранга вызываемого им следствия [1, 2]. Для физических свойств аксиального типа, а также сочетания полярных и аксиальных свойств в физических явлениях, имеющих место в электронном приборостроении, принцип определения природы физического свойства не сформулирован.

Целью данной работы является распространение принципа определения природы физического свойства как для аксиальных воздействий и следствий, так и для полярно-аксиальных процессов и явлений в кристаллофизике.

Исходные положения

Рассмотрим общие условия, приводящие к тензорам второго ранга. Предполагается, что на кристалл, ориентированный согласно стандартной установке его кристаллофизической системы координат, действует внешнее воздействие, вызывающее процесс, который регистрируется наблюдателем. Ввиду малости воздействия в линейном уравнении, описывающем связь причины и следствия и представляющем собой в общем случае тензорное уравнение

$$S = \stackrel{\wedge}{T} \cdot W , \qquad (1)$$

ранг R_T вводимого тензора, который описывает исследуемое физическое свойство по (1), равен сумме рангов тензоров, описывающих воздействие n_W и следствие r_S [2]:

$$R_T = r_S + r_W . \tag{2}$$

Решение вопроса, какова природа вводимого тензора, значительно сложнее. Начнем его с того, что в общем случае тензор может быть представлен в виде суммы симметричной и антисимметричной частей. Для тензоров второго ранга физическую природу описываемого ими свойства кристалла можно определить с помощью принципа Онзагера, который утверждает, что если полярные силы X вызывают полярные потоки j и между ними установлена линейная связь

$$\overline{j} = \stackrel{\wedge}{T} \cdot \overline{X} , \qquad (3)$$

то тензор, описывающий эту связь, является симметричным тензором.

Из формулировки принципа Онзагера следует, что его применение ограничено процессами с полярными тензорами. В реальной ситуации эти ограничения сужают область применения принципа определения природы свойства. Более того, воздействие, измеряемое следствие и физическое свойство могут иметь разную природу и разные ранги. В таких ситуациях ответ на вопрос о природе физического свойства принцип Онзагера не дает.

Физическая природа тензора

Применительно к полярным тензорам с рангом $R_T = 1$, связывающим скалярное воздействие *Sc* и его следствие в виде полярного вектора \overline{j} , в символьной форме (3) примет вид [2]

$$\overline{j} = \overline{T} \cdot Sc = T_p^{(1)} \cdot Sc.$$
(4)

Чтобы распространить его на аксиальные векторы и аксиальные тензоры, воспользуемся тем, что применение дифференциальной операции «rot» к тензору не меняет его ранг, но меняет его природу: полярный тензор становится аксиальным, а аксиальный полярным. Тогда получим [6]

$$\operatorname{rot}(\overline{j}) = \operatorname{rot}\begin{pmatrix} \uparrow \\ T_p^{(1)} \cdot Sc \end{pmatrix} = R \operatorname{ot}\begin{pmatrix} \uparrow \\ T_p^{(1)} \end{pmatrix} \cdot Sc - \begin{bmatrix} \uparrow \\ T_p^{(1)} \times \operatorname{grad}(Sc) \end{bmatrix}.$$

В символьной форме оно примет вид [2]

$$\overset{\circ}{j} = T_a^{(1)} \cdot Sc - \left[T_p^{(1)} \times \operatorname{grad}(Sc) \right].$$
 (5)

Первое слагаемое в правой части выражения (5) образовано аксиальным тензором первого ранга

$$\operatorname{Rot}\left(T_{p}^{(1)}\right) = T_{a}^{(1)}$$
, воздействующим на скаляр. Оно

описывает физическое свойство кристалла, обнаруживаемое при скалярном воздействии и регистрации аксиального векторного следствия. Второе слагаемое по своей структуре указывает на наличие еще одного физического свойства кристалла, в котором в качестве воздействия выступает градиент скалярной величины. Таким образом, применение операции «rot» к выражению вида (4) позволяет получить его «аксиальный образ» и тем самым не только расширить круг рассматриваемых свойств кристалла, но и математически предсказать его новое свойство.

Перейдем к распространению принципа Онзагера на случаи, когда на кристалл оказывается аксиальное воздействие и регистрируется аксиальное следствие. Для этого применим операцию «rot» к выражению (3). После взятия «rot» от скалярного произведения тензора второго ранга на полярный вектор выразить результат не представляется возможным. Поэтому рассмотрим случай, когда тензор представлен набором чисел. Введем его собственную систему координат, в которой тензор будет диагональным. Тогда

$$rot(\overline{j}) = Rot\left(\widehat{T_p^{(2)}} \cdot \overline{X}\right) = Tr_p^{(2)} \cdot rot(\overline{V}).$$

В символьной форме выражение примет вид

$$\overset{\circ}{j} = T_a^{(2)} \cdot \overline{X} \,. \tag{6}$$

Возможен также эффект, обратный описываемому выражением (6).

Таким образом, принцип Онзагера в применении к тензорам второго ранга может быть дополнен следующими двумя утверждениями:

 Если внешнее воздействие на кристалл и вызываемое им следствие описываются аксиальными тензорами первого ранга (аксиальными векторами) и между ними существует линейная связь, то коэффициенты этой связи образуют полярный тензор второго ранга.

 Если внешнее воздействие на кристалл и вызываемое им следствие являются тензорами первого ранга разной природы, то коэффициенты линейной связи между ними образуют аксиальный тензор второго ранга. Примеры таких ситуаций приведены в обсуждении.

Еще один вариант с вариацией природы и рангов тензоров получим, используя выражение (5):

$$\operatorname{Grad}\begin{pmatrix} \circ\\ j \end{pmatrix} = \operatorname{Grad}\begin{pmatrix} \uparrow\\ T_a^{(1)} \end{pmatrix} \cdot Sc \cdot \tag{7}$$

В символьной форме выражение (8) будет

$$\stackrel{\sim}{A} = T_a^{(2)} \cdot Sc \ . \tag{8}$$

Следовательно, возможно еще одно дополнение к принципу Онзагера.

3. Если на кристалл оказывается скалярное воздействие, а регистрируется аксиальное следствие в виде компонент тензора второго ранга, то связь причины и следствие образуют аксиальный тензор второго ранга. Ввиду линейности (8) существует также обратный эффект.

Ранги воздействия и следствия

Рассмотрим, насколько принципиальным является сформулированное Онзагером ограничение на ранги.

1. Понизить ранги тензоров в соотношении (3) можно, применив к нему дифференциальную операцию над тензорами «Div»:

$$\operatorname{div} \overline{j} = \operatorname{Div} \left(\stackrel{\wedge}{T_p^{(2)}} \cdot \overline{X} \right) = \operatorname{Div} \left(\stackrel{\wedge}{T_p^{(2)*}} \right) \cdot \overline{X} + \left(\stackrel{\wedge}{T_p^{(2)*}} \operatorname{Grad} \overline{X} \right).$$
(9)

В данном выражении фигурирует транспонированный тензор второго ранга, однако для симметричного тензора он совпадает с исходным тензором

 \hat{T} . Запишем это выражение в виде

$$Sc = \operatorname{div}\left(\stackrel{\wedge}{T_p^{(2)}}\right) \cdot \overline{X} + \left(\stackrel{\wedge}{T_p^{(2)}} \cdot \operatorname{Grad} \overline{X}\right).$$
 (10)

Если воздействие однородно по кристаллу, то из (10) получим выражение:

$$Sc = \operatorname{div}\left(T_p^{(2)}\right) \cdot \overline{X} = T_p^{(1)} \cdot \overline{X}$$
 (11)

Данный пример показывает, что выражения (10) и (11) можно рассматривать как распространение принципа Онзагера на скаляры и полярные тензоры первого ранга.

Все математические операции в выражениях (1), (4) и (6) применимы к тензорам любого ранга. Единственным ограничением на ранги рассматриваемых тензоров является соотношение (2). Следовательно, соблюдая его, сформулированные выше утверждения в рамках принципа Онзагера относительно природы тензора второго ранга путем варьирования r_W и r_S можно описать, используя все возможные физические свойства второго ранга в кристаллах, представленных в таблице. Для большей наглядности результаты, собранные в таблице, можно представить в виде тензорных уравнений:

1.1.1.
$$\overline{P} = T_p^{(2)} \cdot Sc;$$
 1.1.2. $\overset{\circ\circ}{A} = T_a^{(2)} \cdot Sc;$
1.2.1. $\overline{P} = T_a^{(2)} \cdot \overset{\circ}{Sc};$ 1.2.2. $\overset{\circ\circ}{A} = T_p^{(2)} \cdot \overset{\circ}{Sc};$
2.1.1. $\overline{V}_s = T_p^{(2)} \cdot \overline{V};$ 2.1.2. $\overset{\circ}{V}_S = T_a^{(2)} \cdot \overline{V};$
2.2.1. $\overline{V}_S = T_a^{(2)} \cdot \overset{\circ}{V};$ 2.2.2. $\overset{\circ}{V}_S = T_p^{(2)} \cdot \overset{\circ}{V};$

3.1.1.
$$Sc = T_p^{(2)} \cdot \overrightarrow{P}$$
; 3.1.2. $Sc = T_a^{(2)} \cdot \overset{\circ\circ}{A}$;
3.2.1. $Sc = T_a^{(2)} \cdot \overrightarrow{P}$; 3.2.2. $Sc = T_p^{(2)} \cdot \overset{\circ\circ}{A}$.
(12)

Варианты возможных	физических
свойств второго ранга і	в кристаллах

Ранги <i>т_W</i> и <i>r_S</i>	Причина W	Следствие S	Природа тен- зора ранга 2
	1.1. Скаляр	1.1.1. Поляр- ный тензор ранга 2	Полярная – – $T_p^{(2)}$
1. $\eta_W = 0$,		1.1.2. Акси- альный тензор ранга 2	Аксиальная – $\stackrel{\wedge}{T_a^{(2)}}$
<i>r</i> _{<i>S</i>} = 2	1.2. Псевдо- скаляр	1.2.1. Поляр- ный тензор ранга 2	Аксиальная – ^ _ ^ ^ (2)
		1.2.2. Акси- альный тензор ранга 2	Полярная – $^{\wedge}_{-T_{p}^{(2)}}$
	2.1. Поляр- ный вектор	2.1.1. Поляр- ный вектор	Полярная –
2. $r_W = 1$, $r_S = 1$		2.1.2. Акси- альный вектор	Аксиальная – ^ ^ ^ ^
	2.2. Акси- альный век- тор	2.2.1. Поляр- ный вектор	Аксиальная – $\stackrel{\wedge}{T_a^{(2)}}$
		2.2.2. Акси- альный вектор	Полярная – ^ T_p^(2)
	3.1. Поляр- ный тензор ранга 2	3.1.1. Скаляр	Полярная $\stackrel{\wedge}{-T_p^{(2)}}$
3. $r_W = 2$, $r_S = 0$		3.1.2. Псевдо- скаляр	Аксиальная – ^ ^ (2)
	3.2. Аксиаль- ный тензор ранга 2	3.2.1. Скаляр	Аксиальная – $\Lambda^{(2)}_{a}$
		3.2.2. Псевдо- скаляр	Полярная – $^{\land}_{-T_{p}^{(2)}}$

Тензоры высших рангов

Описанная методика расширения применимости принципа Онзагера к полярно-аксиальным явлениям может быть распространена на тензоры высших рангов. Для этого к выражению (3), наряду с операцией «Rot», следует применить операцию «Grad».

За основу вычислений берется выражение (3), к которому применяем операцию «Grad»:

$$\operatorname{Grad}(\overline{j}) = \left(\operatorname{Grad}\begin{pmatrix} \uparrow \\ T_p^{(2)} \end{pmatrix} \cdot \overline{X} \right) + \left(\stackrel{\uparrow}{T_p^{(2)}}\operatorname{div}(\overline{X}) \right).$$

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

295

В стандартном виде оно имеет вид

$$\stackrel{=}{P} = \begin{pmatrix} \uparrow \\ T_p^{(3)} \cdot \overline{X} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \uparrow \\ T_p^{(2)} \cdot \operatorname{div}(\overline{X}) \end{pmatrix}.$$
(13)

В случае однородного воздействия второе слагаемое в (13) обращается в нуль. Тогда первое слагаемое в (13) структурно совпадает с математической записью обратного пьезоэффекта [1, 2], в котором полярный тензор третьего ранга Grad $(T_p^{(2)})=T_p^{(3)}$ описывает тензор пьезомодулей, а воздействием является полярный вектор \overline{X} – аналог электрического поля в обратном пьезоэффекте. Следствием выступает симметричный тензор второго ранга, которым в обратном пьезоэффекте является тензор упругой деформации.

Заключение

В работе предложен подход к определению природы тензора второго ранга, описывающего линейную связь между тензорными по природе внешним воздействием (причиной) на кристалл и вызываемым этим воздействием следствием. Установлено, что в дополнение принципу Онзагера, устанавливающего полярную природу тензора физического свойства при полярном воздействии и полярном следствии, полярная природа тензора также имеет место, когда воздействие и следствие являются аксиальными.

Показано, что образованный линейной связью причины и следствия тензор второго ранга, описывающий физическое свойство кристалла, может иметь место, когда причина и следствие имеют любые ранги от нулевого до второго, но так, чтобы сумма их рангов равнялась рангу описываемого физического свойства, т.е. двум. Составлены аналитические выражения для обнаружения и описания физических свойств кристалла как полярной, так и аксиальной природы при различных рангах и различной природе причины и следствия. Показано, как, пользуясь полученными соотношениями, можно описать новое физическое свойство второго ранга и указать условия его наблюдения

Сделан вывод, что расширение области применения принципа Онзагера не только увеличивает число охватываемых им явлений, но и предсказывает новые физические свойства кристаллов, описываемые тензорами второго ранга полярной или аксиальной природы.

Работа выполнена в рамках федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научнотехнологического комплекса России на 2014– 2020 годы», уникальный идентификатор работ (проекта) RFMEFI57717X0266.

Литература

1. Сиротин Ю.И., Шаскольская М.П. Основы кристаллофизики. – М.: Наука, 1979. – 640 с.

2. Давыдов В.Н. Основы кристаллографии и кристаллофизики. – Ч. 2: Физические свойства кристаллов. – Саарбрюкен: Lambert Academic Press, 2015. – 122 с.

3. Богомолов П.А. Приемные устройства ИК-систем / под ред. В.И. Сидорова. – М.: Радио и связь, 1987. – 208 с.

4. Буш А.А. Пироэлектрический эффект и его применение: учеб. пособие. – М.: МИРЭА, 2005. – 212 с.

5. Новик В.К., Гаврилова Н.Д. Пироэлектрические преобразователи. – М.: Сов. радио, 1979. – 223 с.

6. Краснов М.Л., Киселев А.И., Макаренко Г.И. Векторный анализ. Избранные главы высшей математики для инженеров и студентов. – М.: Наука ГИФМЛ, 1978. – 159 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Секция 2

с.д. бычков	
Метод регистрации и оценка состояния канала связи на основе концепций мягких вычислений	11
А.В. Паращинец, А.Е. Ефремова, Е.В. Рогожников	
Аппаратное обеспечение для построения самоорганизующейся беспроводной сенсорной сети	14
А.Е. Ефремова, А.В. Паращинец	
Беспроводные сенсорные сети, структура и маршрутизация	16
Г.Г. Жук, Д.Е. Миненко, Т. Абдирасул уулу, А.В. Убайчин	
Устройство управления микроволновой радиометрической системой	19
В.А. Кологривов	
Энергетическая и спектральная эффективности способов	
мультиплексирования разноскоростных сигнальных потоков в радиоканале	22
А.С. Коряковцев, А.В. Помазанов	
Нелинейная модель отечественного GaN-транзистора и проектирование	
СВЧ-усилителя мощности диапазона 2,7–3,1 ГГц	26
Р.С. Куликов, Д.В. Царегородцев	
Модифицированный алгоритм адаптивного фильтра	30
В.Н. Овсянникова, В.А. Кологривов	
Модельное исследование многоканальной сверхширокополосной радиосвязи	
на основе временного разделения каналов.	
Е.С. Паскаль	
Экспериментальная оценка уровня сигнала спутниковых радионавигационных систем	
при разных углах места космического аппарата	
А.С. Половников	
Адаптивный корректор нелинейных искажений на базе ряда Вольтерры	
с переменными коэффициентами	
П.А. Полянских	
Исследование возможностей приема сигнала спутника ГНСС в нескольких точках	
поверхности Земли при большом пространственном разносе приемников.	41
Т.И. Сабитов, М.А. Степанов, А.В. Киселев	
Модель распределенного радиолокационного объекта на основе коррелированных излучателей	43
Б.А. Беляев, А.Н. Бабицкий, Н.М. Боев, А.А. Сушков	
Проектирование малогабаритного нелинейного усилителя мощности портативного	
приемопередатчика системы ближнепольной магнитной связи	46
А.А. Токбаева, В.А. Кологривов	
Исследование компромисса между молулянией и колированием	
Л.Б. Шмаков	
Опенка обеспеченности населения Томской области сервисами мобильной связи	
и беспроволного мобильного лоступа в Интернет	53
F.B. Шпапова, В.А. Кологривов	
Молельное исследование многоканальной сверхширокополосной радиосвязи	
на основе частотного разлеления каналов	56
in center interesting pusperion in animited	

Секции 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

Ю.Н. Бидненко, Д.А. Жабин, А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев	
Проектирование монолитного широкополосного малошумящего усилителя	
диапазона 15-30 ГГц по SiGe-BiCMOS-технологии	60
Ю.Н. Бидненко	
Широкополосный интегральный трансформатор Маршанда для двойного балансного	
субгармонического смесителя на ячейке Гильберта, выполненного по SiGe-технологии	63
М.В. Черкашин, А.А. Коколов	
Усилитель промежуточной частоты на основе CMOS-технологии	65
Д.А. Конкин	
Моделирование оптических компонентов на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии	
с использованием метода конечных элементов	67
А.В. Помазанов, А.С. Коряковцев	
Проектирование полосового фильтра на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии	70
А.С. Сальников, А.Е. Горяинов, И.М. Добуш, А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс	
Численно-аналитические методики для быстрого построения моделей интегральных	
GaAs- и Si-катушек индуктивности	72
Р.К. Собянин, А.А. Коколов	
Разработка высокоэффективного СВЧ-усилителя мощности класса F-диапазона 5,5-5,8 ГГц	75
Н.А. Торхов, Л.И. Бабак	
Компактная модель планарного диода с вискером ТГц-диапазона	
A.V. Ubaichin, T.A. Abdirasul, E.V. Alekseev, G.G. Zhuk, D.E. Minenko	
Fluctuation sensitivity of microwave radiometers	
Д.А. Жабин, И.М. Добуш	
Синтез топологии МИС малошумящего усилителя диапазона 36-40 ГГц	
на основе GaAs-pHEMT-технологии	
Д.А. Жабин, Л.И. Бабак	
Декомпозиционный синтез СВЧ-транзисторных усилителей	
на основе сочетания визуальной процедуры и генетического алгоритма	

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ.

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

Т.Ю. Сидорюк, Д.В. Билевич, А.А. Попов, А.С. Сальников	
Моделирование корпуса СВЧ-транзистора	89
Л.Р. Битнер, Т.И. Данилина	
Электрофизические свойства диэлектрических пленок при повышенных температурах	92
А.А. Чистоедова, С.В. Смирнов	
Фотоэлектрические свойства пленок ITO	93
Т.И. Данилина, И.А. Чистоедова	
Выбор толщины проводящих пленок для субмикронной металлизации	95
Е.В. Ерофеев, И.В. Федин, И.В. Юнусов, В.В. Федина	
Разработка мощных GaN-транзисторов с субмикронным затвором на основе плёнок нитрида титана	97
В.В. Федина, Е.В. Ерофеев, И.В. Федин	
Моделирование нормально закрытых силовых GaN-HEMT в среде Silvaco TCAD	100
Е.И. Ипатова, В.В. Каранский, И.А. Рогачёв	
Формирование вжигаемых омических контактов к AlGaN/GaN HEMT	103
В.В. Каранский, Е.О. Ипатова	
Влияние электронной обработки на электропроводность приповерхностных слоев	
марганец-цинковых ферритов	105

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

<u>29</u>8

О.Н. Минин, Д.И. Засухин, Е.А. Викторова
Формирование отражающего контакта Ni/Ag к p-области светодиодных кристаллов на основе GaN 107
А.А. Попов, Д.В. Билевич, Т.Ю. Сидорюк, И.В. Кулинич, А.С. Сальников
Построение поведенческих моделей процесса проявления фоторезистивной маски 110
Д.В. Билевич, А.А. Попов, Т.Ю. Сидорюк, А.С. Сальников
Экстракция параметров источника тока I _{ds} в нелинейной модели113
Ю.В. Сахаров
Электрофизические свойства тонкопленочных оксидных диэлектриков, модифицированных углеродом. 115
П.Е. Сим, Н.Е. Курбанова, О.И. Демченко, Л.Э. Великовский
Влияние конструкции полевого электрода на распределение электрического поля в CBЧ-GaN-HEMT 119

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

С.А. Завадский, О.А. Юрцев	
Широкополосная кольцевая антенная решетка биконусных антенн для радиопеленгатора	123
А.И. Кравченко, Г.Г. Гошин	
Сверхширокополосная согласованная нагрузка	127
Н.Б. Чернова, М.Ю. Маслов	
Исследование основных показателей печатных фрактальных антенн в системах радиолокации	
и радионавигации	129
В.П. Кисмерешкин, А.В. Колесников, Н.А. Косточкина	
К вопросу формирования однонаправленного излучения	132
М.М. Абулкасымов, Т.Г. Черныш, А.С. Шостак	
Контроль неоднородных сред в диапазоне УКВ и СВЧ	134
К.А. Джакыпов, М.М. Абулкасымов, А.С. Шостак	
Исследование влияния однородной плоскослоистой структуры	
на взаимный импеданс двух линейных вибраторных антенн	136
С.К. Доманов	
Экспериментальное исследование влияния отклонения измерительного зонда от нормали	
к плоскости сканирования на характеристики направленности зеркальной антенны	139
С.К. Доманов	
Особенности измерения коэффициента эллиптичности на автоматизированном	
измерительном комплексе дальней зоны в частотной области	142
К.М. Красников, А.С. Шостак, М.М. Абулкасымов	
Спектральный анализ сигналов, отраженных от среды с многослойной структурой	145
Г.Г. Савенков, В.П. Разинкин	
Широкополосная пленочная нагрузка в СВЧ-диапазоне	148

Секция 6

ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ

Сопредседатели секции – Лощилов Антон Геннадьевич, зав. каф. КУДР, начальник СКБ «Смена», к.т.н., Филатов Александр Владимирович, проф. каф. ТОР, д.т.н.

И.И. Александров, С.П. Караульных, В.М. Кобзев, А.Г. Лощилов	
Коммутатор для тестирования безразъемных разветвителей	
с трансформаторной связью по ГОСТ Р 52072-2003	151
С.А. Артищев, А.Д. Другова, А.Г. Лощилов	
Установка для измерения параметров механических ударных воздействий	
в задаче диагностики изделий из бетона	154
А.А. Томашевич, С.Г. Еханин, К.К. Слепцов, С.Л. Аржаков	
Изменение картин туннельной электролюминесценции светодиодов	
на основе нитрида галлия в зависимости от режимов и времени испытаний	
А.Б. Кумбасов, С.А. Артищев	
Исследование свойств распределенных дефектов коаксиального тракта	159

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

М.А. Канина, П.С. Матросова, К.С. Суханова, М.Н. Романовский	
Анализ влияния ритмической визуальной стимуляции	
на пропускную способность человека-оператора	161
Ю.А. Баранова, М.Н. Романовский	
О ритмической стимуляции зрительного восприятия человека-оператора	165
А.Ю. Дракин, А.Н. Школин	
Разработка автоматизированных измерительных комплексов	
для испытаний микросхем высокочастотных импульсных преобразователей напряжения	168
А.А. Томашевич, С.Г. Еханин, С.Л. Аржаков, К.К. Слепцов	
Исследование изменений обратных вольт-амперных характеристик светодиодов	
на основе нитрида галлия в зависимости от режимов и времени испытаний	172
Е.И. Тренкаль, А.Г. Лощилов	
Макет измерительного зонда нового типа для измерения уровней многослойных сред	175
М.П. Сухоруков, Д.С. Торгаева, В.В. Мамлина	
Сравнительный анализ методов определения динамического уровня жидкости	
в межтрубном пространстве нефтяной скважины	178

Секция 7

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

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

А.Д. Безпалый, В.М. Шандаров

Исследование формирования оптически индуцированных канальных волноводов вдоль	
«нефоторефрактивных» направлений кристалла ниобата лития	182
А.В. Литвяков, Е.С. Сим, С.М. Шандаров, М.Г. Кистенева, Н.И. Буримов	
Динамика двухволнового взаимодействия на отражательных решетках в кристалле германата висмута	184
А.О. Семкин, И.А. Викулина, К.О. Гусаченко, Д.И. Дудник	
Исследование условий волноводного режима распространения оптического излучения	
в волноводных каналах в фотополимерно-жидкокристаллических композициях	187
А.С. Перин, Т.Л. Григорян, Б.М. Будаев, В.М. Шандаров	
Формирование оптических волноводов в ниобате лития синфазными светлыми	
пространственными солитонами	189
А.В. Пустозеров, В.М. Шандаров	
Влияние некогерентной фоновой подсветки на дифракционные характеристики световых пучков в	
кристалле ниобата лития с фотовольтаическим механизмом нелинейного отклика	192

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	
Слежение солнечных установок за Солнцем при действии ветровой нагрузки	
В.И. Фоминых, Л.А. Гоголина, В.А. Гоголин, А.О. Писниченко, М.Д. Дягилев	
Анализ помехоустойчивости многофазных инверторов напряжения	
С.Ю. Хотненок	
Исследование процессов в модуляционном драйвере светодиодного светильника	
с трехфазным питанием	
Д.Б. Бородин, С.С. Тюнин, В.А. Кабиров, В.Д. Семёнов	
Двунаправленный преобразователь Вейнберга для зарядно-разрядного устройства	
системы электропитания космических аппаратов	
А.В. Кашеутов, А.Г. Гарганеев	
Информативные свойства автономного инвертора напряжения	
в гироскопических системах электропривода	

XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г.

300

Е. Ким, С.Г. Михальченко	
Однотактный непосредственный преобразователь напряжения понижающего типа	
с широтно-импульсной модуляцией	
Д. Ли, С.Г. Михальченко	
Однотактный непосредственный преобразователь напряжения инвертирующего типа	
с широтно-импульсной модуляцией	212
Д.А. Корольский, А.И. Кох, С.Г. Михальченко, Г.Я. Михальченко	
Влияние электролитического конденсатора на надежность источника питания	
светодиодного светильника	
О.Б. Тохтаров, С.Г. Михальченко	
Однотактный непосредственный преобразователь напряжения повышающего типа	
с широтно-импульсной модуляцией	
И.В. Калашников, В.В. Сеченов, К.В. Аржанов	
Устройство бесперебойного питания для аппаратуры связи по высоковольтным	
линиям электропередач	
Д.Б. Бородин, С.С. Тюнин, В.А. Кабиров, В.Д. Семёнов	
Имитационная модель вольтодобавочного варианта схемы преобразователя Вейнберга	
Б.И. Авдоченко, Г.Ф. Карлова, А.М. Цырендоржиева	
Датчик слабых магнитных полей на основе эффекта Холла	
С.С. Тюнин, Д.Б. Бородин, В.А. Кабиров, В.Д. Семенов	
Двунаправленные преобразователи электрической энергии в автономных	
системах электроснабжения	230

Секция 9

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

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

А.В. Казаков, А.В. Медовник, А.П. Андрейчик	
Влияние эмиссионного электрода на электрическую прочность ускоряющего промежутка	
импульсного широкоапертурного плазменного источника электронов	
в форвакуумном диапазоне давлений	234
В.П. Фролова, А.Г. Николаев, Г.Ю. Юшков	
Генерация пучков многозарядных ионов висмута на основе импульсной сильноточной	
вакуумной дуги	237
А.П. Андрейчик, А.В. Казаков, А.В. Медовник	
Параметры квазинепрерывного электронного пучка, генерируемого плазменным источником	
в форвакуумном диапазоне давлений	
С.А. Останин, А.С. Климов, А.А. Зенин	
Распределение концентрации плазмы в полом катоде форвакуумного источника ленточного	
электронного пучка	
З.А. Бадмажапов, А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков, Д.Б. Золотухин	
Осаждение многослойных металлокерамических покрытий электронно-лучевым методом	
в форвакууме	
П.В. Алексеевский	
Потенциал изолированного коллектора при облучении электронным пучком в форвакууме	
Л.Н. Орликов, С.М. Шандаров, К.С. Мамбетова	
Генерация волн ионизации при пироэффекте на ниобате лития	

Секция 10

БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – **Мещеряков Роман Валерьевич**, д.т.н., профессор, зав. каф. БИС, проректор по научной работе и инновациям ТУСУР

А.В. Анищенко, Е.А. Сидоров, Н.М. Федотов	
Биотехническая система гипертермии	

Секция 11

ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА

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

А.В. Макеев, В.С. Айрапетян	
Исследование спекл-эллипсометрических структур шероховатых поверхностей	
А.С. Задорин, А.А. Лукина, Н. Аманбаев	
Интерферометрический контроль фазовых шумов в оптоэлектронном автогенераторе	
с высокодобротным оптическим микрорезонатором	
А.С. Задорин, А.А. Лукина	
Система стабилизации лазерного излучения на основе высокодобротного планарного	
оптического дискового микрорезонатора	
В.И. Корепанов, С.Б. Туранов	
Адаптивная система облучения растений в теплицах	
А.В. Кулаков, А.В. Максимов	
Программно-аппаратный комплекс «аналоговые устройства»	

Секция 12

ОРГАНИЧЕСКАЯ И НЕОРГАНИЧЕСКАЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ СВЕТОТЕХНИКА

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

К.Н. Афонин, А.Ю. Олисовец, Ю.В. Ряполова, В.С. Солдаткин

Испытание низковольтной светодиодной лампы на основе светодиодных излучающих элементов	
Д.А. Решетов, М.В. Андреева	
Применение ОСИД-структур в осветительных приборах	
А.Д. Гончаров, В.И. Туев	
Влияние кривой силы света на коэффициент использования потока излучения	
в тепличных облучательных установках	
А.Д. Гончаров, В.И. Туев	
Расчет оптической системы облучательных установок для выращивания микроводорослей	
промышленного назначения методом коэффициента использования потока излучения	
Е.С. Ганская, Г.А. Косачева, Д.К. Нуриев, В.С. Солдаткин	
Мощный светодиод белого цвета свечения	
А.А. Вилисов, К.В. Тепляков, В.С. Солдаткин	
Влияние конструктивных особенностей светодиодов на их тепловое сопротивление	
А.Ю. Олисовец, С.П. Шкарупо, В.И. Туев	
Расчёт формы напряжения на нагрузке в устройстве питания с пассивным	
корректором коэффициента мощности	
А.А. Мороз, П.В. Тимошенко, Е.Г. Незнамова	
Исследование влияния химического и физического составов различных почв	
на тепличные растения. Светодиодная досветка саженцев	
В.Н. Давыдов, О.А. Каранкевич	
Симметрия и антисимметрия физических свойств кристаллов в полярно-аксиальных явлениях	

Для заметок

Научное издание

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

XIII Международная научно-практическая конференция,

посвященная 55-летию ТУСУРа

29 ноября – 1 декабря 2017 г.

Материалы докладов

В двух частях

Часть 1

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

Издательство «В-Спектр» Подписано к печати 23.11.2017. Формат 70×100¹/₁₆. Печать трафаретная. Печ. л. 19. Тираж 200 экз. Заказ 26.

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

Издательство «В-Спектр». ИНН 7017129340 634055, Томск, пр. Академический, 13-24. Тел. (382-2) 49-09-91.