

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

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

**X Международная
научно-практическая конференция**

12–14 ноября 2014 г.

Материалы докладов

**В двух частях
Часть 1**

**В-Спектр
Томск – 2014**

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

Э 45 **Электронные средства и системы управления:** Материалы докладов X Международной научно-практической конференции (12–14 ноября 2014 г.): В 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2014. – 216 с.
ISBN 978-5-91191-316-8
ISBN 978-5-91191-317-5 (Ч. 1)

Книга содержит материалы докладов, представленных на X Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 12–14 ноября 2014 г.), по следующим направлениям: радиотехнические и телекоммуникационные системы; наноэлектроника СВЧ; нанотехнологии в электронике; антенны и микроволновые устройства СВЧ; нелинейная оптика; интеллектуальная силовая электроника и преобразовательная техника; плазменная электроника; биомедицинская электроника; автоматизация и оптимизация систем управления и обработка информации; интеллектуальные системы проектирования, автоматизация проектирования электронных устройств и систем; информационная безопасность; информационные технологии в управлении и принятии решений; информационные технологии в обучении; инновации в сфере электроники и управления; оптоэлектроника и фотоника; видеоинформационные технологии и цифровое телевидение.

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

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

Конференция проводится при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ). Проект № 14-07-20063

Часть статей секций 1–18 направлены для публикации в журнале «Доклады ТУСУРа»

ISBN 978-5-91191-316-8
ISBN 978-5-91191-317-5 (Ч. 1)

© ТУСУР, 2014
© Коллектив авторов, 2014



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

19 сентября 2013 г. компания Agilent Technologies объявила о разделении на две независимые компании за счет выделения подразделения электронных измерений в самостоятельную компанию. Новая компания – Keysight Technologies – с 01 августа работает как дочернее предприятие Agilent, окончательное разделение планируется завершить в ноябре 2014 г. В свою очередь как самостоятельная компания Agilent Technologies была образована в 1999 г. в результате стратегического разделения компании Hewlett-Packard на HP и Agilent Technologies. Первый измерительный прибор под маркой Hewlett-Packard был выпущен более 70 лет назад.

В настоящий момент компания Keysight Technologies предоставляет самый широкий на рынке спектр контрольно-измерительных решений, в том числе оборудование для радиоизмерений (генераторы сигналов, анализаторы сигналов, анализаторы цепей), осциллографы и приборы общего назначения (мультиметры, генераторы импульсов, системы сбора данных, источники питания, логические анализаторы), решения для проектирования и моделирования (в том числе решения для автоматизации разработки электронных устройств, решения для проектирования высокочастотных/смешанных интегральных схем, решения для электромагнитного моделирования пассивных трехмерных структур произвольной формы, решения для моделирования антенн и пр.), решения для тестирования телекоммуникаций.

В России приборы Keysight Technologies, ранее производимые под маркой Hewlett-Packard/Agilent Technologies, используются уже более 40 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. На постоянной основе ведется работа по включению в Госреестр новых приборов Keysight Technologies.

Среди крупнейших клиентов 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.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА

Председатель секции – Шарыгин Г.С., д.т.н., профессор, зав. каф. РТС

УДК 004.3.052.32

ДЕКОДЕР ВИТЕРБИ

В.А. Ахмадулина, Д.А. Каримова, Д.А. Покаместов

Рассмотрен алгоритм работы декодера Витерби. Реализован алгоритм работы декодера Витерби в пакете Matlab.

Ключевые слова: декодер Витерби, единственность пути, решетчатая диаграмма.

Быстрый рост объемов обработки данных, развитие цифровых систем вещания и вычислительных сетей предъявляют весьма высокие требования к минимизации ошибок в используемой дискретной информации. Переход всех видов создания, хранения, использования и передачи данных, а также средств вещания на цифровые методы, происходящие сейчас во всем мире, еще более повышает важность высококачественной передачи цифровых потоков. Важнейший вклад в повышение достоверности обмена цифровыми данными вносит теория помехоустойчивого кодирования. На ее основе разрабатываются все новые методы защиты от ошибок, базирующиеся на использовании корректирующих кодов.

Наиболее широко распространённым алгоритмом декодирования сверточных кодов является алгоритм Витерби, предложенный в 1967 г. Алгоритм Витерби является достаточно мощным алгоритмом декодирования, при этом сложность его аппаратурной реализации невысока. В настоящее время алгоритм Витерби применяется во многих стандартах беспроводной связи, таких как IEEE 802.11a/g, WiMAX, DAB/DVB, WCDMA, GSM. Наиболее подходящей элементной базой для аппаратной реализации декодера Витерби являются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС).

Задачу декодирования сверточных кодов можно рассматривать как задачу нахождения кратчайшего пути по решетчатой диаграмме, используя в качестве входных значений символы, сформированные кодером [1].

Рассмотрим алгоритм работы декодера Витерби на примере кода $R = 1/2$, $k = 3$ (рис. 1).

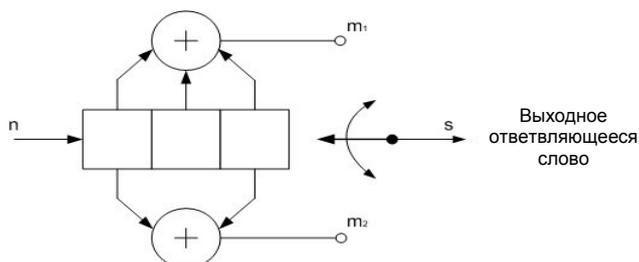


Рис. 1. Сверточный кодер (степень кодирования $1/2$, $k = 3$)

Блоки программы декодера Витерби, реализованного в Matlab.

В блоке формирования узлов сетки выполняются следующие функции:

1. Формируется матрица фрагмента решетчатой диаграммы размера $(n \times m)$, в которой количество столбцов соответствует числу состояний кодера (узлов), а количество строк равно числу путей, подходящих к каждому узлу. Каждому элементу матрицы соответствуют ответвляемые слова при переходах между состояниями. Переходы между состояниями повторяются на протяжении всей решетки.

2. Формируется матрица переходов между состояниями (рис. 2).

3. Каждому переходу к конкретному узлу соответствует определенный входной бит (единица либо ноль). Формируем матрицу размера $(n \times m)$, состоящую только из нулей и единиц (см. рис. 2).

4. Для каждого входного дибита (слова) декодера вычисляются все возможные значения метрик по фрагменту решетчатой диаграммы кодера, сформированной в предыдущем блоке. В каждый момент времени происходит операция сложения по модулю два входного дибита с соответствующим данному моменту времени ответвляемым словом. Для исключения нижней части решетчатой диаграммы в начальные моменты времени мы искусственно увеличиваем значение метрик переходов нижней части решетки.

Блок удаления путей:

1. В каждом узле, сравнивая метрики входных путей, обнуляем путь с наибольшей метрикой, тем самым убирая его из рассмотрения, но при этом могут возникнуть «тупиковые» пути.

2. Для удаления «тупиковых» путей, поочередно перебирая возможные m состояний в данный момент времени ищем отсутствие какого-либо элемента матрицы переходов состояний, если элемент отсутствует, то пути в предыдущих фрагментах решетки (матрицы) удаляются.

Блок декодирования:

Последовательно проверяем количество ненулевых переходов в n строках. Если такой переход единственный, то находим позицию этого элемента и определяем, какой бит был подан на вход кодера (рис. 3).

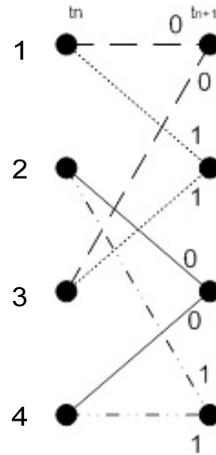


Рис. 2. Фрагмент решетчатой диаграммы декодера

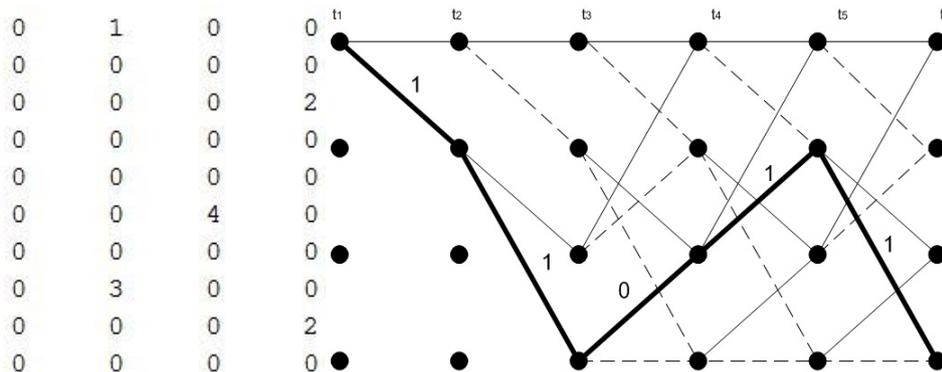


Рис. 3. Декодирование по выделенному пути

В дальнейшем данный код программы будет переведен на язык программирования Verilog для реализации декодера Витерби на ПЛИС. Данный декодер будет использоваться в технологии ММО.

Литература

1. Воробьев А.А., Воробьев К.А., Негрозов Е.А. Сравнение различных вариантов реализации декодера Витерби для ПЛИС // Телекоммуникации и транспорт. 2011. №11. С. 13–17.

УДК 681.3

НЕЙРОСЕТЕВАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ РЕЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА

А.А. Пискунов, А.С. Кирпичников

Современные методы обработки изображений актуальны во многих областях радиоэлектроники. Проблема создания эффективных масштабируемых нейрокompьютерных конфигураций является весьма актуальной в связи с расширением сферы применения нейросетевых технологий. В настоящее время реализация нейросетевых алгоритмов осуществляется программной, программно-аппаратной эмуляцией и чисто аппаратными средствами. В работе проводится нейросетевая обработка изображений речного радиолокатора, полученных в реальных условиях. Целью нейросетевой обработки является увеличение дальности обнаружения объектов и радиолокационного разрешения.

Ключевые слова: нейросетевая обработка, декодер.

В работе предлагается создание новой системы цифровой обработки изображений для радиолокационной станции (РЛС) «Река», разработанной специально для речных судов (рис. 1).

Сенсор	
Тип	Твердотельный
Полоса рабочих частот	9300-9500 МГц (X-диапазон)
Максимальная выходная мощность	1 Вт
Разрешающая способность: по направлению по дальности	1° от 3 м
Среднее время наработки на отказ	20 000 часов
Тип антенны	Открытая антенна
Длина антенны	2 м
Скорость вращения антенны	24 об/мин
Дисплей	
Диагональ экрана	22" цветной сенсорный LCD
Эффективная зона обзора	475 (H) x 270 (V) мм
Разрешение	1920 (H) x 1080 (V), full HD
Эффективный диаметр	253 мм
Количество цветовых схем	3
Шкалы дальности отображения	0,25; 0,5; 1; 1,6; 2; 3,2; 4; 8; 16; 32 км
Блок сопряжения	
Входное напряжение	~220 В
Выходное напряжение	24 В
Условия эксплуатации	-40 ... +55 °С

Рис. 1. Технические характеристики РЛС «Река»

Уникальность РЛС заключается в применении новых высокотехнологичных приемов, позволяющих значительно увеличить вероятность обнаружения малоразмерных целей. Применение цифрового твердотельного приемопередающего модуля, использующего широкополосные сигналы, позволяет радиолокатору обнаруживать и распознавать с высокой точностью даже малоразмерные объекты (человек, льдина, буй и пр.) и самое важное – в различных метеорологических условиях (дождь, туман, снег). Технические решения, реализованные в данной РЛС, соответствуют мировым требованиям и не имеют аналогов в России. РЛС разработана фирмой НПФ «Микран», создавшей целую линейку радиолокационных сенсоров с различными диапазонами рабочих частот (X , K , K_a) с расширенными сферами применения [1].

В качестве апробации нейросетевой обработки используются экспериментальные данные, полученные с экранов штатных РЛС, установленных на речных судах. Объем изображений, используемых для обработки, составляет 533 фотоиндикатора РЛС при движении судна по р. Томи (рис. 2).

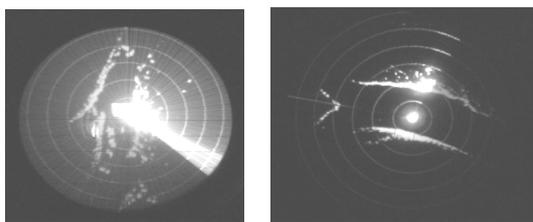


Рис. 2. Индикатор речной РЛС

Нейросетевые методы обеспечивают быстрое и надёжное распознавание изображений. Нейросетевые методы – это методы, базирующиеся на применении различных типов нейронных сетей (НС). Основные направления применения различных НС для распознавания образов и изображений:

- применение для извлечения ключевых характеристик или признаков заданных образов;
- классификация самих образов или уже извлечённых из них характеристик (в первом случае извлечение ключевых характеристик происходит неявно внутри сети);
- решение оптимизационных задач.

Архитектура искусственных НС имеет некоторое сходство с естественными нейронными сетями. НС, предназначенные для решения различных задач, могут существенно различаться алгоритмами функционирования, но их главные свойства следующие. НС состоит из элементов, называемых формальными нейронами, которые сами по себе очень просты и связаны с другими нейронами. Каждый нейрон преобразует набор сигналов, поступающих к нему на вход в выходной сигнал. Именно связи между нейронами, кодируемые весами, играют ключевую роль. Одно из преимуществ НС (а также недостаток при реализации их на последовательной архитектуре) – это то, что все элементы могут функционировать параллельно, тем самым существенно повышая эффективность решения задачи, особенно в обработке изображений. Кроме того, что НС позволяют эффективно решать многие задачи, они предоставляют мощные гибкие и универсальные механизмы обучения, что является их главным преимуществом перед другими методами [2–4] (вероятностные методы, линейные разделители, решающие деревья и т.п.).

Нейронные сети прочно вошли в нашу жизнь и в настоящее время широко используются при решении самых разных задач и активно применяются там, где обычные алгоритмические решения оказываются неэффективными или вовсе невозможными. В числе задач, решение которых доверяют искусственным нейронным сетям, можно назвать следующие: распознавание текстов, игра на бирже, контекстная реклама в Интернете, фильтрация спама, проверка проведения подозрительных операций по банковским картам, системы безопасности и видеонаблюдения, обработка радиолокационных изображений – и это далеко не все.

В работе для нейросетевой обработки используется программа Signneuro. Сигнейро-нейроимитатор позволяет обучить нейронную сеть обработке изображений. Он предназначен для быстрого конструирования алгоритмов преобразования изображений. От пользователя требуется предоставить программе исходные изображения и результаты, которые должны получиться после их обработки. Обучение происходит на основе формируемых локальных признаков изображения, вычисляемых для каждой точки.

Дополнительно программа включает в себя два вспомогательных инструмента: «обработка изображений» с основными функциями обработки изображений и «разметка изображений» для формирования обучающей выборки. Программа окажет большую помощь при разработке программ преобразования различного класса изображений (рис. 3).

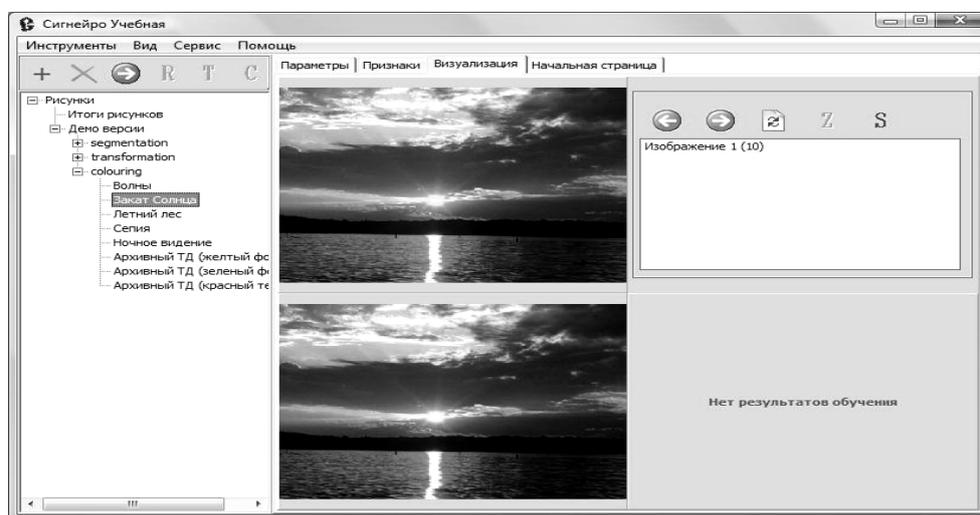


Рис. 3. Интерфейс программы нейросетевой обработки

На примере этой программы показаны возможности нейронной обработки изображений. На рис. 4 показаны зашумленные изображения. Чтобы избавиться от шума, сделать фотографию четкой, можно самому обучить нейронную сеть, в зависимости от того, какой результат хотим получить. Но в программе есть еще ряд других уже готовых функций. В обработке изображений выбираем «Улучшить качество черно-белого изображения, устранение шумов». В программе для каждого пункта обработки уже заложена своя формула, т.е. сеть обучена. Происходит отдельно обработка каждого пикселя картинки и собственно результат. Изображение на рис. 5 стали четче, нет видимого шума, и изображение стало более контрастным.



Рис. 4. Зашумленное и неконтрастное изображение (до нейросетевой обработки)



Рис. 5. «Очищенное» от шума и более контрастное изображение (после нейросетевой обработки)

В работе проведена нейросетевая обработка изображений речной РЛС в реальных условиях и показаны возможности обработки по улучшению технических характеристик РЛС.

Авторы выражают благодарность научным сотрудникам кафедры РТС ТУ-СУРа за предоставленные экспериментальные материалы.

Литература

1. Сетевой ресурс «Радиолокационное оборудование» // Режим доступа: <http://www.micran.ru>
2. Головкин В.А. Нейроинтеллект: Теория и применения. Кн. 1: Организация и обучение нейронных сетей с прямыми и обратными связями. Брест: БПИ, 1999. 260 с.
3. Головкин В.А. Нейроинтеллект: Теория и применения. Кн. 2. Самоорганизация, отказоустойчивость и применение нейронных сетей. Брест: БПИ, 1999. 228 с.
4. Овчинников П.Е. Применение искусственных нейронных сетей для обработки сигналов: учеб.-метод. пособие. Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2012. 32 с.

УДК 621.397.13

СИСТЕМА РАСПОЗНАНИЯ ОБЪЕКТОВ ПО СИГНАЛАМ КАМЕР ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ *Н.Ю. Верещагин, С.С. Твердохлебов*

Рассмотрена система распознавания объектов по сигналам камер видеонаблюдения, осуществляющая обнаружение подвижных объектов в поле зрения одиночной камеры. Разработан программный комплекс для обработки ви-

деоизображений, получаемых с камеры видеонаблюдения, в результате работы которого на исходном изображении будут распознаваться и выделяться большемерные движущиеся объекты, такие как люди и автомобили. Кроме этого, система должна быть способна игнорировать периодические движения, такие как качание деревьев на ветру, развивающиеся флаги и т.д. В системе предусмотрены методы снижения влияния шума и условий съемки. Для решения этой проблемы используется целый набор фильтров, настройка которых позволяет значительно повысить результативность верного обнаружения и в то же время уменьшить число ложных срабатываний. Обработанный видеоматериал выводится на монитор оператора, что позволяет вести непосредственное наблюдение, и, кроме того, по запросу оператора происходит запись обработанного видеоматериала на компьютер, что расширяет возможности применения комплекса. Также можно отметить то, что разработанный комплекс способен не только обрабатывать видеоматериал, поступающий с камеры видеонаблюдения в режиме реального времени, но и обрабатывать записанные ранее материалы, при этом оператору не нужно ждать окончания обработки и записи видео – процесс обработки также транслируется на монитор оператора. После создания программного комплекса был проведен эксперимент, который показал работоспособность программного комплекса во всех заявленных режимах и выявил недостатки медианного фильтрования видеоизображения. В работе программное обеспечение создано в среде Lab View 2011.

Ключевые слова: видеонаблюдение, предобработка, фильтр, передний план, временная разность, оптический поток, детектор движения, сегментация объектов, текстура, контур.

В последние годы существенно возрос интерес к цифровой обработке видеоизображений, что связано с резким снижением цен на цифровые телекамеры, благодаря чему они стали доступными широкому классу пользователей и начали внедряться во многих сферах человеческой деятельности для решения задач автоматического контроля и видеонаблюдения. И если сначала телекамеры нашли применение в системах охранного телевидения, то вскоре их стали использовать для решения самых разнообразных задач, таких как наблюдение за шоссевыми и железными дорогами для предотвращения аварий; измерение скорости автомобилей; фиксирование проезда автомобилями перекрестка на запрещающий сигнал светофора, неправильных перестроений, а также остановки в неположенном месте; автоматическое определение числа занятых и свободных мест на парковках; мониторинг банков, гипермаркетов, аэропортов, музеев, вокзалов, парковок автомобилей; осуществление автоматического контроля воздушной обстановки; мониторинг урбанизированных территорий, лесных массивов и дачных участков с целью раннего обнаружения пожаров; контроль доступа на охраняемые объекты; измерение интенсивности дорожного движения и подсчет числа проехавших транспортных средств различного класса (легковые автомобили, грузовики, фуры и т. п.); проведение статистических исследований в торговых и развлекательных центрах, а также в музеях, бесконтактное наблюдение за животными; обнаружение препятствий, возникающих по ходу движения автомобиля, подсчет числа изделий на конвейере и первичный контроль качества. Конечно же, это далеко не полный перечень проблем, которые могут быть решены путем применения телекамер; мы выделили эти задачи лишь потому, что авторам в той или иной степени пришлось с ними столкнуться в своей практической деятельности [1–4].

Данная работа посвящена созданию детектора движения, который мог бы выделять движущиеся объекты при различных погодных условиях, плохом освещении, малой разрешающей способности камеры. Кроме того, разрабатываемый программный комплекс должен не обращать внимания на такие объекты, как перемещающиеся тени, колышущиеся деревья и т.д.

Значительные трудности в распознавании движущихся объектов в поле зрения камеры составляют различного рода помехи, движущаяся под действием ветра растительность, условия освещенности и т.д. В работе рассматриваются различные методы подготовки видеоизображений к непосредственному выделению движущихся объектов. Рассмотрены методы построения фона и выделения переднего плана и выделения движущихся объектов. Рассматриваются основные способы, которыми отделяют неподвижные объекты от объектов, перемещающихся в поле зрения камеры, их преимущества и недостатки. Кроме того, рассмотрены основные методы восстановления контуров подвижных объектов, что является нетривиальной задачей.

Описываются методы и средства, при помощи которых разрабатывается программный комплекс для распознавания движущихся объектов, в эксперименте, в котором проверялась работоспособность созданного программного комплекса.

Вычитание фона – это наиболее широко распространенный в настоящее время подход к обнаружению движущихся объектов в видеоизображениях, полученных с помощью стационарной телекамеры. Суть таких методов заключается в попиксельном сравнении текущего кадра с шаблонным, который обычно называют моделью фона. Как правило, эта модель, представляющая собой описание сцены без движущихся объектов, должна регулярно обновляться, чтобы отражать изменения освещенности и геометрических параметров.

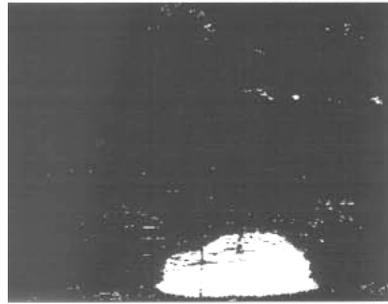
Рассмотрим видеопоследовательность, получаемую со стационарной телекамеры. Для каждого кадра этой последовательности нам необходимо построить двоичную маску изображения, в которой значение 1 соответствует переднему плану, а 0 – фону. Обычно считается, что в течение n первых кадров в видеопоследовательности нет движущихся объектов. Это требование необходимо для корректного построения фоновой модели. Однако оно не всегда может быть выполнено, поэтому вместо него часто рассматривают так называемую динамическую модель фона, когда считается, что в n первых кадрах могут присутствовать движущиеся объекты (например, ветви деревьев, колышущиеся на ветру), но они не представляют интереса для проводимого анализа. На рис. 1 приведен пример обработки видеопоследовательности с использованием метода вычитания фона.

Выделение и классификация движущихся объектов. Видеопоток может содержать большое разнообразие движущихся объектов. Одни из них представляют интерес для мониторинга – например, изображения людей, транспортных средств, животных и т.п. Другие объекты, такие как качающиеся ветви деревьев, тени, вращающиеся двери, создают помехи при видеонаблюдении. Вся совокупность движущихся объектов составляет так называемый передний план, причем априорно неизвестно число таких объектов, какого они размера и их взаимное расположение.

Для того чтобы провести классификацию движущихся объектов, нужно сначала отделить каждый объект от других. Эта операция называется сегментацией объектов. Результатом проведения сегментации является либо помеченный набор пикселей переднего плана, либо указание вершин минимально возможного прямоугольника (МВП), внутри которого находится выделенный объект (рис. 2).



a



б

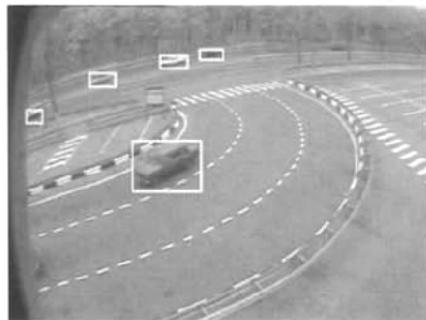


в

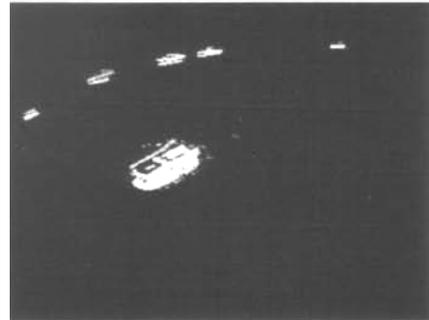


г

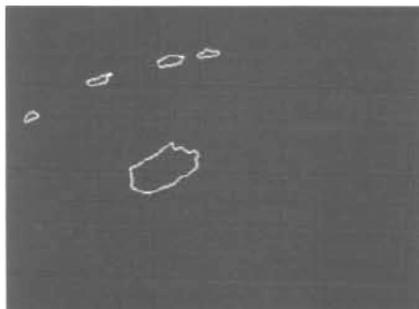
Рис. 1. Пример обработки изображения с помощью метода вычитания фона:
a – исходное изображение; *б* – двоичная маска;
в – модель фона; *г* – выделенный передний план



a



б



в

Рис. 2. Выделение движущихся объектов: *a* – с помощью описанного прямоугольника; *б* – путем выделения блобов; *в* – описанием границы блобов

В первом случае говорят о выделении блока, который задается набором координат составляющих его пикселей. Понятие блока было введено в работах [1–4] для описания компактных структурно значимых областей, в которых цветовые и пространственные характеристики пикселей близки друг другу. Для представления блоков удобны методы, основанные на выделении контуров. Выделение описанного прямоугольника (МВП) дает более грубое описание объекта, хотя требует значительно меньшего времени обработки. Когда объекты хорошо отделимы друг от друга, по соотношению сторон прямоугольника можно предварительно определить тип объекта. Но такой способ классификации требует последующего уточнения. Рассмотрим, например, рис. 3, на котором автоматически были детектированы три движущихся объекта: человек, автомобиль и группа людей. По отношению сторон прямоугольников можно уверенно отличить человека от автомобиля, однако по этому признаку группа людей будет классифицирована как автомобиль. Анализ же контуров, изображенных на рис. 3, в, возможно, позволит избежать этой ошибки.

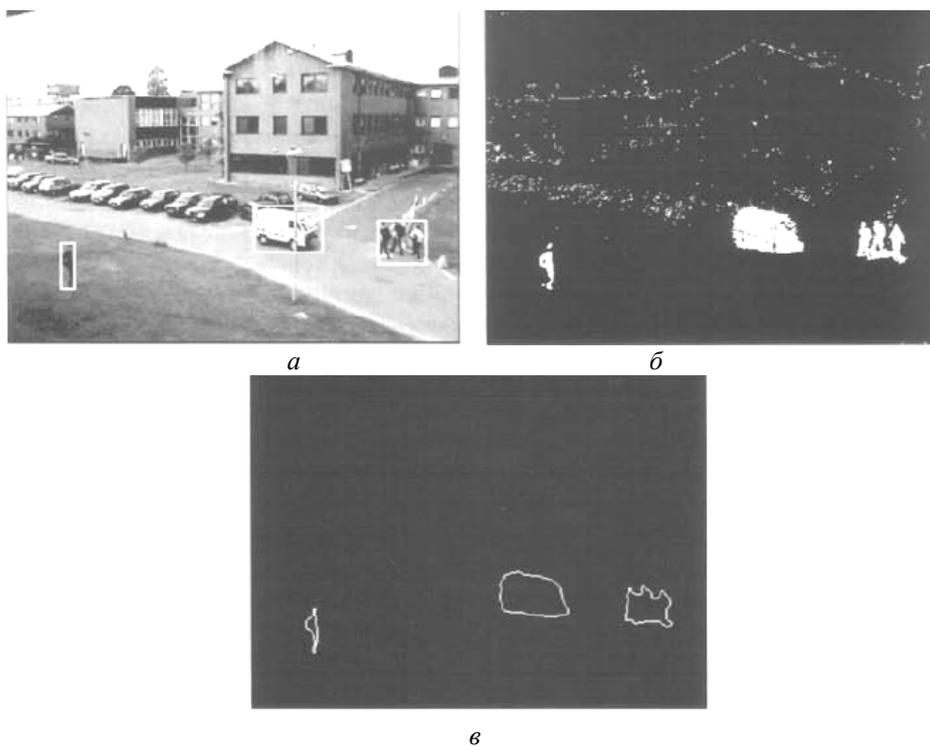


Рис. 3. Выделение движущихся объектов: *a* – с помощью описанного прямоугольника; *б* – путем выделения блоков; *в* – описанием границы блоков

Практика показывает, что после сегментации объектов переднего плана не следует сразу приступать к их классификации, а нужно провести дополнительную обработку, цель которой заключается в устранении дефектов в изображениях выделенных объектов. Действительно, из-за наличия шумов полученные блоки обычно имеют внутри полости, неровные границы, и даже нередко один объект может быть раздроблен на множество не связанных между собой фрагментов. Такие изъяны проще всего устранить путем выполнения подходящих морфоло-

гических операций, например дилатации и последующей эрозии. При правильном выборе для этих операций структурирующего элемента целостность объектов будет восстановлена, а контуры объектов станут более плавными.

Поскольку анализ видеоряда, как правило, проводится в масштабе реального времени, алгоритмы классификации должны быть относительно быстрыми, эффективными и инвариантными к изменяющимся условиям освещения. Анализ большого числа методов, удовлетворяющих этим условиям, показал, что все они могут быть разделены на три большие группы: геометрические методы, методы, основанные на динамических характеристиках движения, и методы, основанные на динамических текстурах. Первые основаны на выделении ряда признаков, характеризующих геометрическую форму объекта, накоплении такой информации за определенный период времени, создании базы данных многочисленных шаблонов (во время периода обучения) и сравнении интересующего объекта с шаблонами. К первой группе относятся методы, основанные на сегментировании объектов, и различные контурные методы.

Вторая группа методов использует периодичность двигательных процессов, присутствующую практически во всех объектах (например, вращение колеса автомобиля). Один из возможных алгоритмов – устойчивая к шумам технология определения характеристик оптического потока (поля скоростей). Однако ее главным недостатком являются высокие требования к ресурсам компьютера. И, наконец, третья группа методов базируется на использовании динамических текстур (ДТ) – трехмерных вариантов обычных двумерных текстур. В качестве дополнительного измерения в ДТ выступает время. Применение ДТ для классификации объектов является одним из наиболее перспективных и многообещающих в настоящее время.

Важными являются все этапы обработки движущихся объектов, а также разнообразные методы получения характерных признаков, которые в дальнейшем могут быть использованы для построения распознающей системы.

На практике применялся блок IMAQ Optical Flow (LKP) VI, который представляет собой реализацию описанного алгоритма (рис. 4) [3].

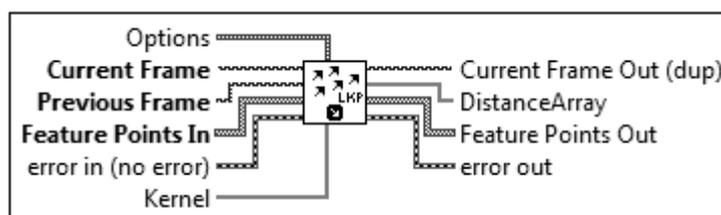


Рис. 4. Блок IMAQ Optical Flow (LKP) VI

Разработанный программный комплекс представляет собой средство обработки видеозображений, полученных с камеры видеонаблюдения. Данный комплекс способен как помогать оператору вести наблюдение за территорией, так и вести запись с обработкой видеоматериала для дальнейшего ее использования. Система обладает гибкой системой подстройки под окружающие условия, что позволяет не только обеспечивать своевременное обнаружение движущихся объектов, но и настраивать ее чувствительность, что может как позволить отфильтровать обнаружение автомобилей, людей, мелких животных, так и нивелировать влияние погодных условий или освещенности.

Программный продукт включает в себя следующие блоки: блок захвата видеоизображений; блок распределения режимов работы; блок настройки системы; блок предобработки видеоизображений; блок обнаружения движущихся объектов; блок записи прямого или обработанного видео в файл; блок пользовательского интерфейса; блок управления программой; блок захвата видеоизображений – предназначен для загрузки видеоинформации; непосредственно с камеры видеонаблюдения либо из заранее подготовленного файла. Этот блок декодирует входную для программного комплекса видеоинформацию и получает служебную информацию, такую как разрешение изображения, количество кадров в секунду [4].

Результаты эксперимента представлены на рис. 5.

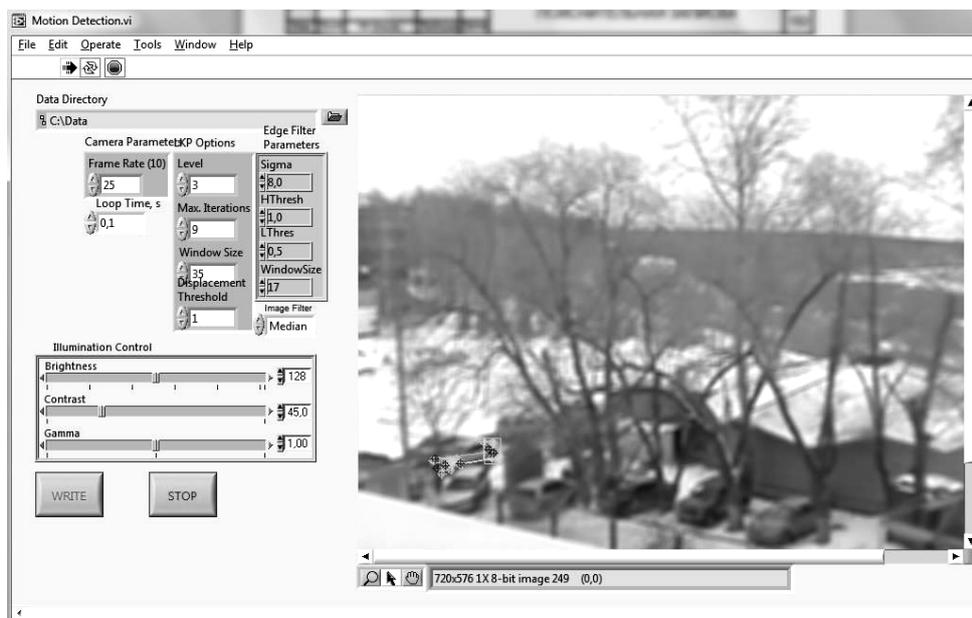


Рис. 5. Сопровождение объекта (автомобиля)

Характеристики комплекса: режим работы в реальном времени; режим обработки видеофайла; разрешение 1280×1024 пикселей; частота 30 кадров в секунду; настройка временной разности кадров; настройка алгоритма Лукаса–Канаде; настройка оператора Кэнни; медианный и БПФ фильтры; настройка освещенности, контраста и гаммы.

В работе получены следующие теоретические результаты: проведен аналитический анализ методов предобработки видеоизображений; проведен аналитический анализ методов выделения переднего плана; проведен аналитический анализ методов распознавания движущихся объектов; рассмотрены способы создания программ обработки сигналов, поступающих с камер видеонаблюдения; разработан программный комплекс для обработки сигналов, поступающих с камер видеонаблюдения. Достигнуты следующие практические результаты: комплекс позволяет работать с видеоизображениями в трех различных режимах; в состав комплекса включен набор фильтров предобработки; в состав комплекса включен набор фильтров, позволяющий выбирать параметры фиксируемых объектов; комплекс способен обрабатывать видео с разрешением 1280×1024 пикселей

и частотой 30 кадров в секунду; к разработанному комплексу разработана подробная инструкция; проведено испытание, показавшее работоспособность комплекса.

Литература

1. Лукьяница А., Шишкин А. Цифровая обработка видеоизображений. М.: Ай-Эс-Эс Пресс, 2009. 511 с.
2. Волковицкий В. Возможности автоматизированного анализа видеоизображений // [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://polyset.ru/article/st457.php>
3. Визильтер Ю.В., Желтов С.Ю., Князь В.А. и др. Обработка и анализ цифровых изображений с примерами на LabVIEW IMAQ Vision. М.: ДМК Пресс, 2007. 464 с.
4. Логинов С.С. Система распознавания объектов по сигналам камер видеонаблюдения: дипломный проект. Томск: ТУСУР, 2013. 160 с.

УДК 629.28

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ПРИЕМНИКА ГЛОНАСС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРАЦИИ

С.В. Власов, М.А. Михайлова

Применение современных методов обработки сигналов в системе ГЛОНАСС может дополнительно увеличить точность определения координат. В проекте ГПО рассматривает возможность вейвлет-фильтрации сигналов приемника ГЛОНАСС для увеличения сигнал/шум модулирующей последовательности на входе системы обработки приемника ГЛОНАСС.

Ключевые слова: ГЛОНАСС, вейвлет-фильтрация.

В проекте производится имитация навигационного сигнала ГНСС ГЛОНАСС, используя заданные технические характеристики этой системы. Модулирующая последовательность ГЛОНАСС стандартной точности для диапазона L1 образуется сложением по модулю два следующих двоичных сигналов: псевдослучайного дальномерного кода, передаваемого со скоростью 511 кбит/с (тактовая частота 511 кГц, период повторения 1 мс); навигационной (служебной) информации, передаваемой со скоростью 50 бит/с (тактовая частота 50 Гц); вспомогательного меандрового колебания с тактовой частотой 100 Гц; кода метки времени (МВ-кода), представляющего собой двоичную ПСП с тактовой частотой 100 Гц (рис. 1) [1].

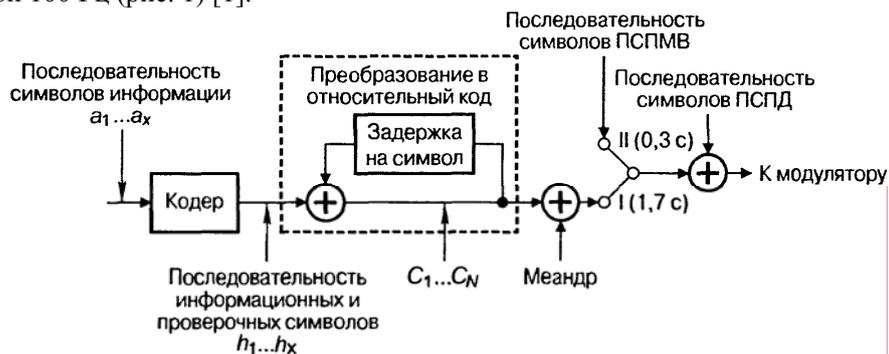


Рис. 1. Схема формирования модулирующей последовательности

Псевдослучайный дальномерный код стандартной точности (ПСД) дальномерного кода представляет собой M-последовательность длиной $L = 511$ элементов с периодом повторения 1 мс. На рис. 2–4 показана упрощенные схемы формирователя дальномерного кода и синхроимпульсов для навигационного сигнала.

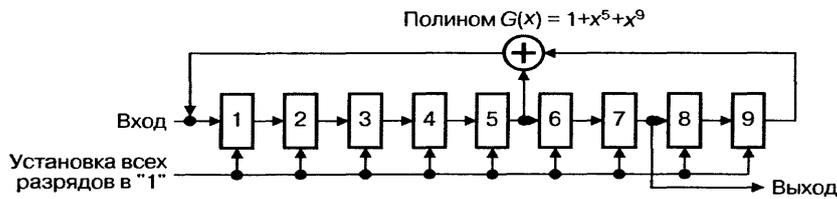


Рис. 2. Упрощенная схема регистра сдвига

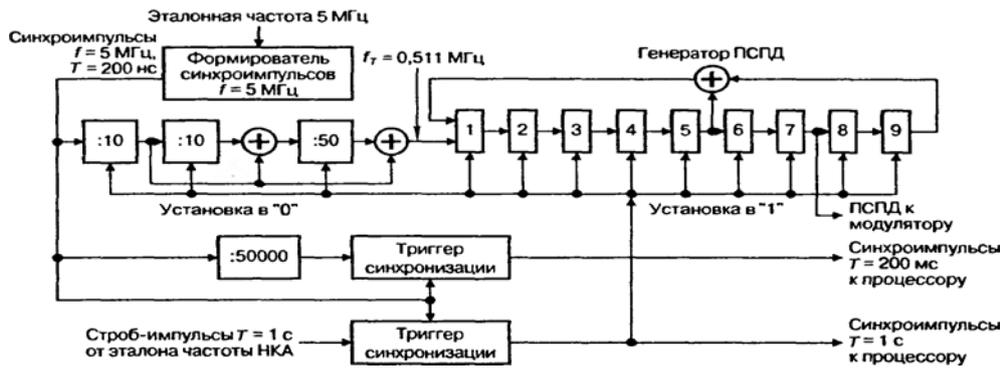


Рис. 3. Схема формирования ПСД и синхроимпульсов

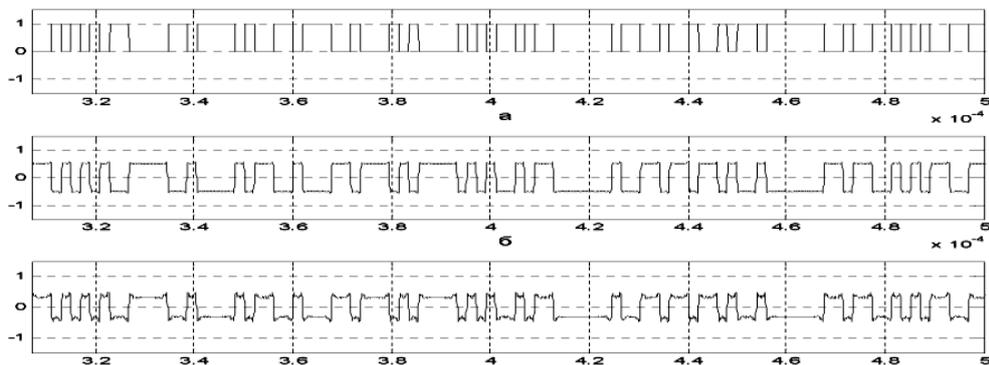


Рис. 4. Сигнал ГЛОНАСС: *а* – M-последовательность до модуляции; *б* – M-последовательность после модуляции и фильтрации фильтром с максимально плоской характеристикой; *в* – M-последовательность после модуляции и фильтрации фильтром с эллиптической характеристикой

Фильтрация изображений возможна с помощью вейвлет-преобразований.

Вейвлеты – это математические функции, позволяющие анализировать различные частотные компоненты данных. У каждого вейвлета есть свое имя, название (Haar, Doubechies, Coyfllets и некоторые другие). Алгоритм вейвлет-обработки изображения можно свести к построению фильтров вейвлетной декомпозиции и реконструкции (рис. 5). В результате применения этих фильтров к

изображению получаем 4 вектора, в которые записываются коэффициенты фильтров, осуществляющих соответственно высокочастотную декомпозицию, низкочастотную декомпозицию, высокочастотную реконструкцию и низкочастотную реконструкцию [2].

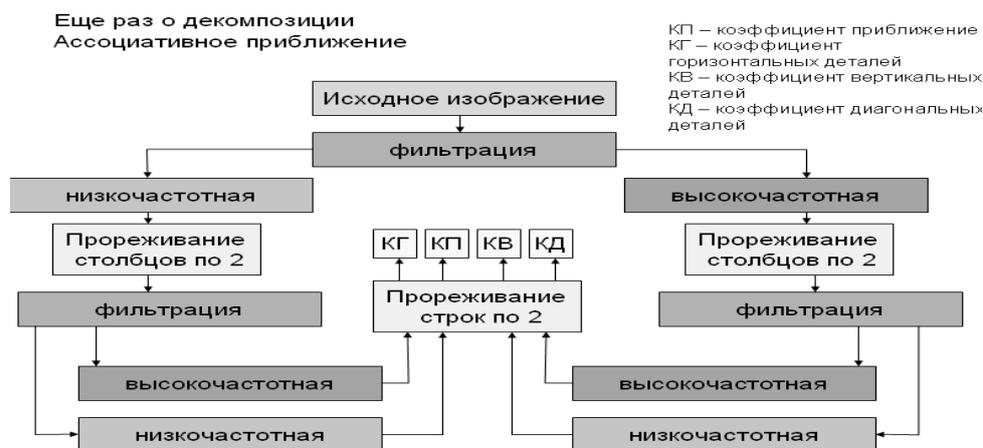


Рис. 5. Декомпозиция. Ассоциативное приближение

Подобно преобразованию Фурье, вейвлетные преобразования могут применяться при решении задач широкого спектра – от обнаружения контуров и до сглаживания изображений [4]. В результате вейвлет-фильтрации может быть увеличено отношение сигнал/шум.

Для MATLAB имеется возможность создавать специальные наборы инструментов (toolbox), расширяющие его функциональность. Наборы инструментов представляют собой коллекции функций, написанных на языке MATLAB, для решения определённого класса задач. Компания Mathworks поставляет наборы инструментов, которые используются в цифровой обработке сигналов, изображений и данных. Это, например, DSP Toolbox, Image Processing Toolbox, Wavelet Toolbox, Communication Toolbox, Filter Design Toolbox – наборы функций, позволяющих решать широкий спектр задач обработки сигналов, изображений, проектирования цифровых фильтров и систем связи [2]. В ходе выполнения данной задачи использовался Wavelet Toolbox – пакет инструментов, работающий с вейвлет-преобразованиями, в котором в свою очередь использовалось приложение SWT Denoising 1D (рис. 6).

Для запуска приложения нужно набрать wavemenu в командном окне и выбрать раздел SWT Denoising 1D. Запускается графическая среда, удобная для вейвлет анализа стационарного сигнала и удаления шума. Окно графического интерфейса содержит обычное меню вверху, специальные кнопки меню справа и внизу, а также основное поле для визуализации результатов анализа.

Загрузим аудиосигнал. Для этого жмем File → Load и выбираем путь к звуковому файлу. Стоит отметить, что выбираемый файл должен иметь формат WAV. После загрузки в левом верхнем окне появится график сигнала, а в правом меню в верхнем поле будет указана длина выборки. Далее выбираем вейвлет (Wavelet), в примере выбран вейвлет Хаара, его порядок и уровень (Level) вейвлет-разложения. После этого нужно нажать на кнопку Decompose Signal, для того чтобы произвести вейвлет-разложение. Результаты разложения, недецимирован-

ные аппроксимирующие и детализирующие вейвлет-коэффициенты разложения отображаются на основном поле графического окна слева. После этого активизируется все правое меню.

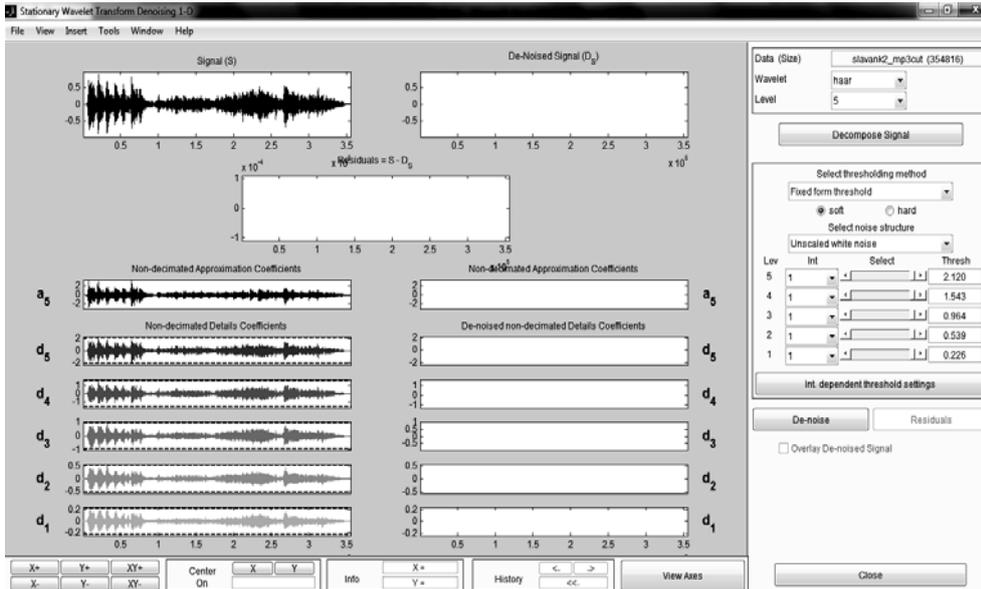


Рис. 6. Интерфейс приложения SWT Denoising 1D с загруженным сигналом

В меню справа можно выбрать различные методы выбора порога для удаления шума. По умолчанию принимается вариант Fixed form threshold с мягким (soft) способом пороговой обработки. Далее в меню Select noise structure нужно определиться с типом шума. По умолчанию берется немасштабированный белый шум (unscaled white noise). Слайдеры, расположенные на правой части окна, управляют порогами на каждом уровне. После выбора всех параметров нажимаем Denoise и получаем очищенный сигнал (рис. 7).

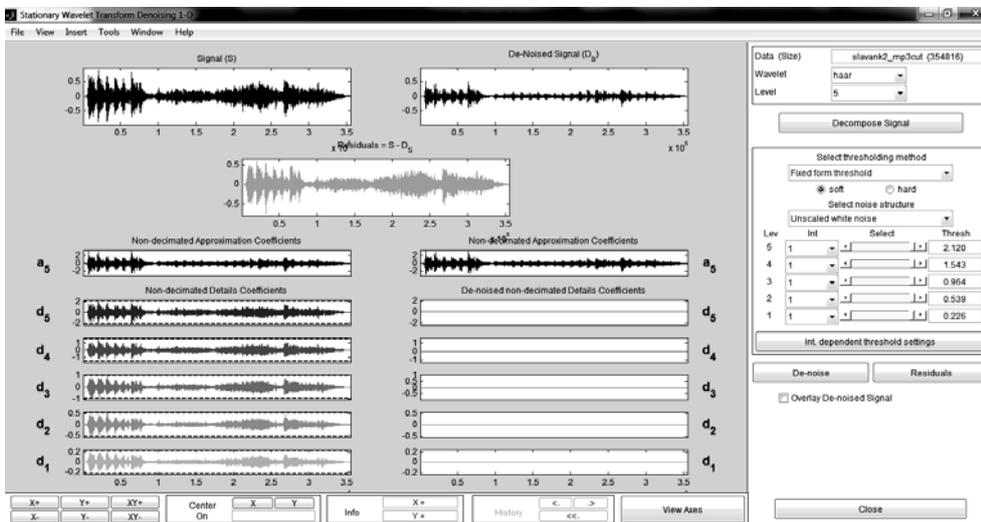


Рис. 7. Очищенный сигнал

Справа вверху изображается график очищенного от шума сигнала. Внизу – графики вейвлет коэффициентов и компоненты сигнала, соответствующие оставленным коэффициентам каждого уровня. В центре – график шумовой компоненты (разность между исходным сигналом и очищенным). Для исследования статистических свойств этой компоненты можно вызвать специальное окно, нажав кнопку Residuals. Как обычно, есть возможность увеличить каждый график, выбрать фрагмент сигнала и провести пороговую обработку коэффициентов с разными порогами на разных интервалах (Int. dependent threshold settings) (рис. 8).

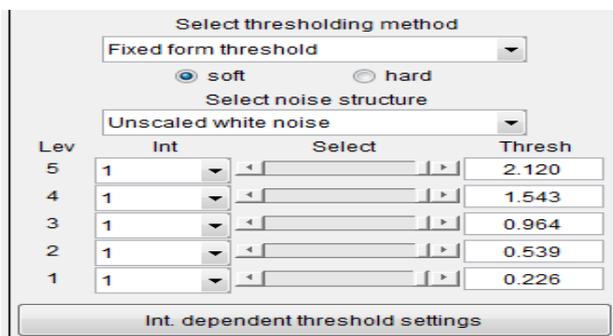


Рис. 8. Выбор порогов

Используя кнопку View Axes, можно рассмотреть результат обработки в большем масштабе.

Видим, что даже при значениях параметров по умолчанию мы получаем очень хороший результат. Возможно, что это является следствием обработки недесимированных коэффициентов. Статистический анализ разности (Residuals) подтверждает ее шумовой характер (вид автокорреляционной функции) (рис. 9).

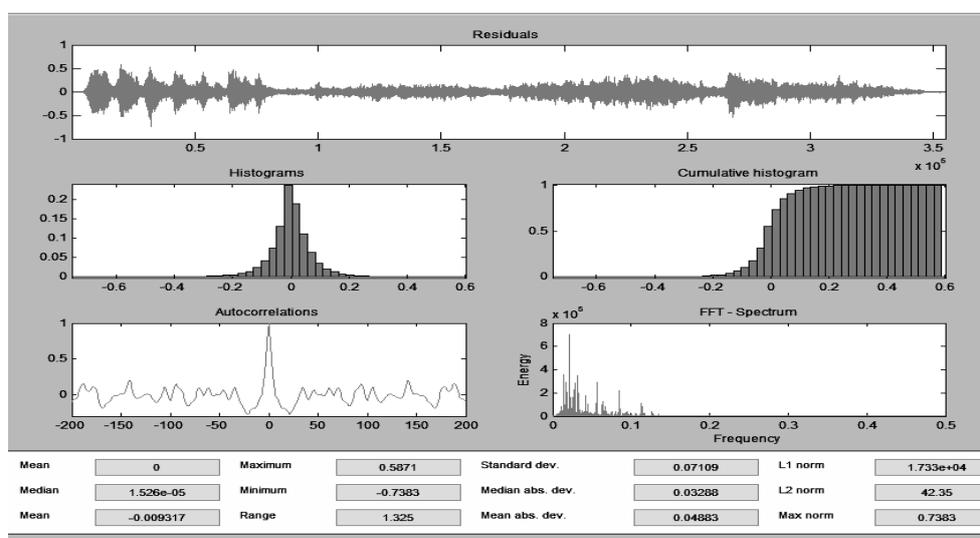


Рис. 9. Статистические характеристики удаленного шума

Для более подробного изучения данного комплекса рекомендуется повторить вышеописанный материал, используя 2–3 различных вейвлета, изменяется уровень вейвлетов, выбираем различные методы для удаления шума. В итоге

можно сравнить полученные результаты и сделать вывод о наиболее оптимальных условиях обработки звуковых сигналов. В конце работы можно сохранить сигнал, очищенный от шума, в виде mat-файла.

Литература

1. Павлова Г.Г. Тихомиров А.И. Моделирование приемно-передающего тракта спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС // Вестник инженерной школы ДВФУ. 2012. № 2 (11). С. 105–111.
2. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с.

УДК 621.38

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПО LABVIEW

И.Н. Зарецкий, А.М. Голиков

Программа LabVIEW представляет собой среду высокоэффективного графического программирования, разработанную специально для инженеров и научных работников. LabVIEW сочетает гибкость традиционного языка программирования с интерактивной технологией Экспресс ВП, которая включает в себя автоматическое создание кода, использование помощников, шаблоны различных приложений и настраиваемые Экспресс ВП. Благодаря этим особенностям эксперты и новички могут быстро, без всяких усилий разрабатывать приложения. Легкий к восприятию процесс программирования позволяет уделять больше внимания проблемам, связанным с измерениями и управлением, а не написанию программы. LabVIEW: интуитивно понятный процесс графического программирования; встроенные средства для сбора данных; управления приборами, обработки результатов, генерации отчетов, передачи данных и т.д.; совместимость с разнообразным оборудованием, в библиотеке более 1400 драйверов; шаблоны приложений, более тысячи примеров; более 400 математических функций; высокая скорость откомпилированных программ; работа под операционными системами Windows 2000/NT/XP, Mac OS X, Linux и Solaris; обучение и техническая поддержка. LabVIEW позволяет автоматизировать процедуры исследования переходных и установившихся режимов в системах различной физической природы. При этом может выполняться решение систем дифференциальных уравнений.

Ключевые слова: программный комплекс, LabVIEW, экспресс ВП.

Цифровая обработка сигналов в программной среде LabView

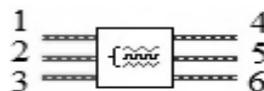
Генератор сигналов (рис. 1–4).

Рис. 1. Генератор сигналов. Входы: 1 – настройка сигнала

А; 2 – настройка сигнала В; 3 – настройка шума.

Выходы: 4 – выход сигнала А; 5 – выход сигнала В;

6 – выход шума



Далее сигналы подаются в блок «Case Structure», в котором и происходит дальнейшая обработка: 1) статистическая обработка; 2) фильтрация сигнала; 3) преобразования Фурье; 4) спектральный анализ; 5) дискретизация.

Статистическая обработка сигнала. В данном блоке находятся среднее арифметическое; среднеквадратичная ошибка (RMS); стандартное отклонение

значений в сигнале (Standart DEV); сумма значений сигнала; дисперсия (Variance); частоты сигналов (в Гц).

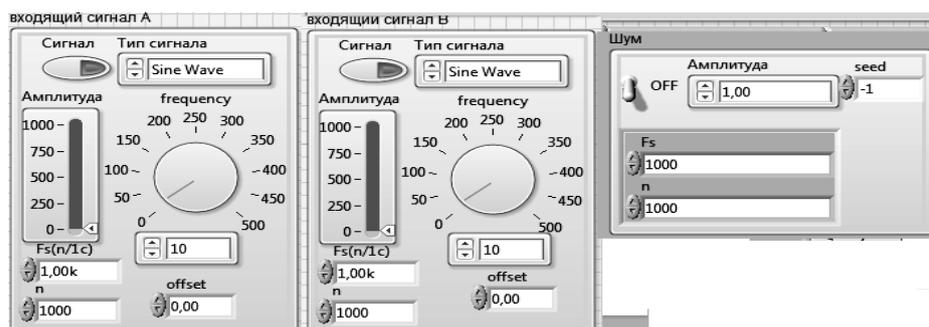


Рис. 2. Лицевая панель настройки сигналов

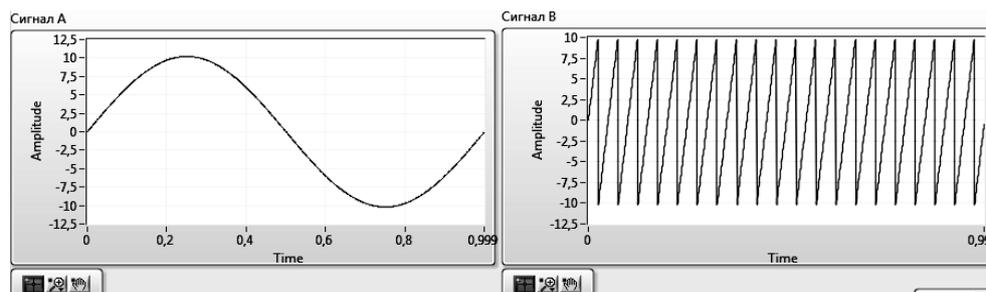


Рис. 3. Сигналы генераторов

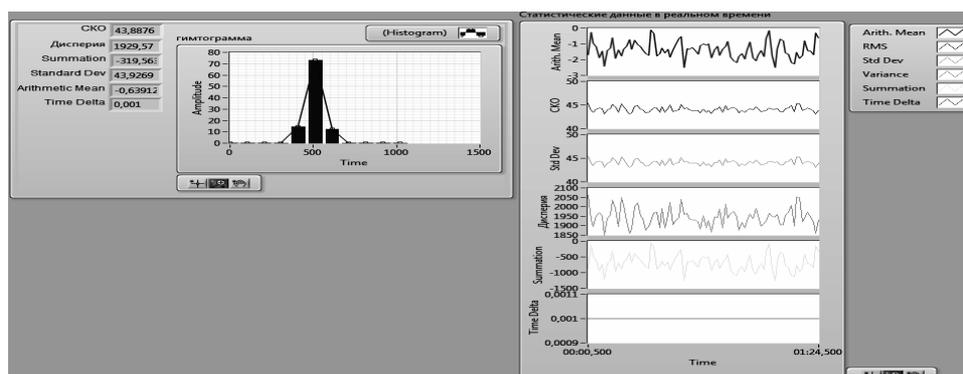


Рис. 4. Лицевая панель статистической обработки сигналов

Спектральный анализ и корреляция. В этом блоке находятся корреляция и спектральный анализ входящего сигнала (рис. 5–7).

Спектральный анализ – **export mode**. Здесь выбирается тип спектрального анализа **Power Spectrum / PSD**.

0. **Power Spectrum** – спектральная мощность входящего сигнала.

1. **Power Spectral Density(PSD)** – спектральная плотность входящего сигнала.

Важной функциональной особенностью LabVIEW является возможность виртуального формирования измерительных систем для различных физических величин: электрических сигналов, деформаций, перемещений, вибраций, шумов, температур, давлений, расходов, частот и т.п., а также сбора и обработки видеоинформации. Эти системы сопрягаются с реальными измерительными устройст-

вами фирмы National Instruments и предусматривают различные процедуры обработки сигналов, получаемых от стандартных датчиков.

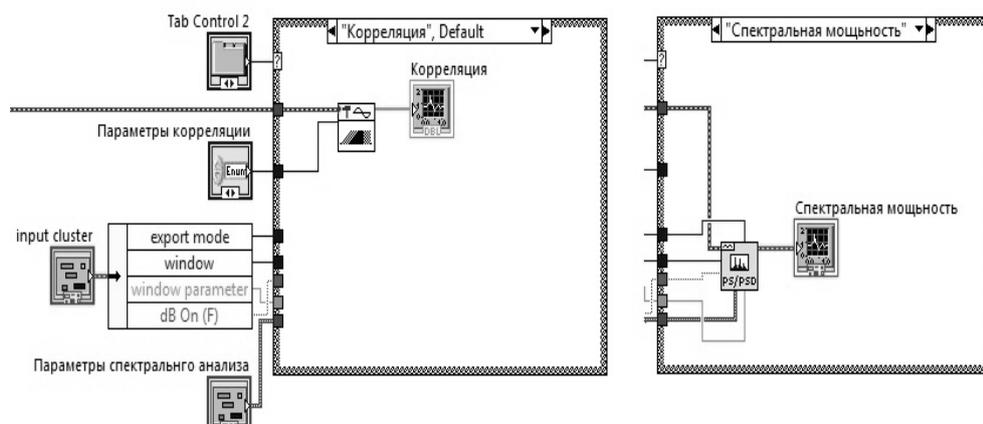


Рис. 5. Блок-диаграмма корреляции и спектрального анализа

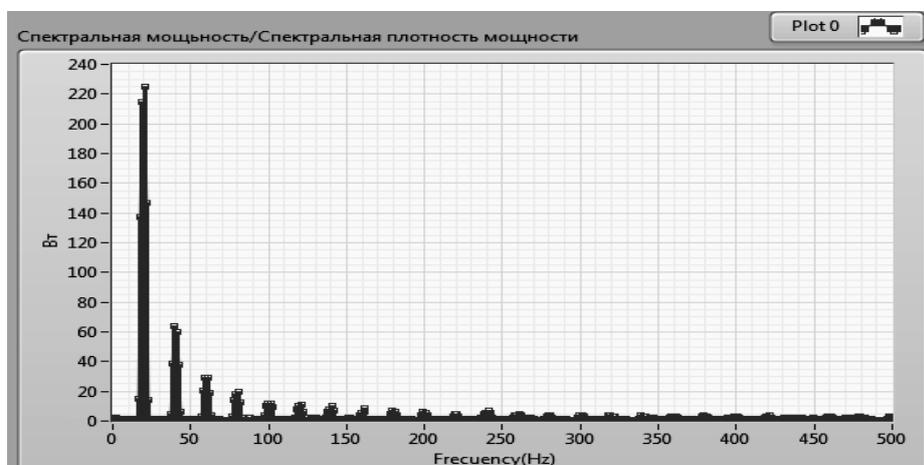


Рис. 6. Энергетический спектр сигнала

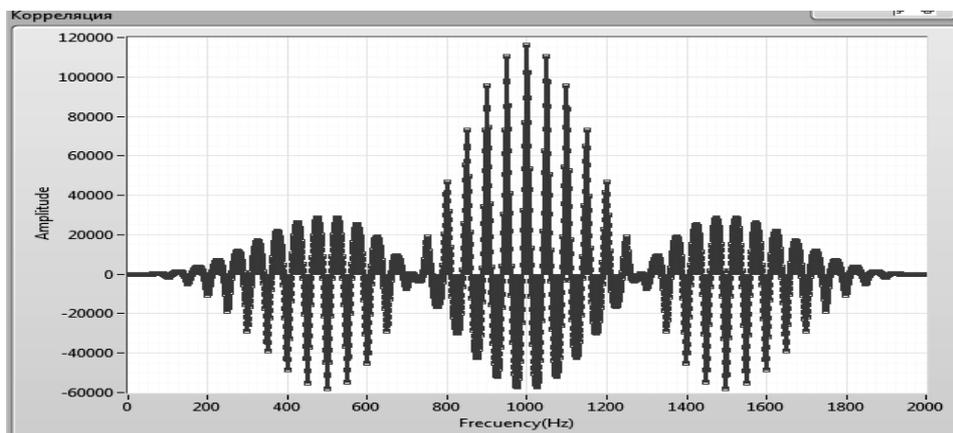


Рис. 7. Автокорреляция сигнала АВ+шум

В состав этих процедур входят подпрограммы амплитудного, фазового и частотного анализов детерминированных и случайных сигналов. LabVIEW имеет полностью открытую архитектуру. Пользователь может встраивать собственные процедуры обработки непосредственно в среду LabVIEW (эти процедуры могут быть описаны как стандартными средствами LabVIEW, так и внедрены в LabVIEW из других языков и систем программирования).

Описание систем также может быть выполнено с помощью структурных блок-схем. Каждый блок соответствует определённой зависимости между входом и выходом, которая может быть выражена в виде алгебраического, дифференциального или интегрального уравнения, а также импульсной (весовой) или частотной характеристики. Кроме того, эти блоки могут быть представлены в виде принципиальных электрических, гидравлических, пневматических и т.п. схем. Предусмотрена генерация детерминированных и случайных возмущений.

Литература

1. <http://Labview.ru>
2. Евдокимов Ю.К., Линдваль В.Р., Щербаков Г.И. LabVIEW для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора. М.: ДМК Пресс, 2007. 400 с.

УДК 621.396.6

СИНТЕЗАТОР УВЧ-ДИАПАЗОНА НА МИКРОСХЕМЕ ФАПЧ ADF4113

А.Е. Ефремова

Рассмотрены принцип работы на основе структурной схемы, электрические параметры и применение синтезатора частоты 1600 МГц на микросхеме ФАПЧ ADF413.

Ключевые слова: синтезатор частот, микросхема ADF413.

Работа радиотехнических систем основана на извлечении информации из радиосигналов с высокостабильными собственными параметрами: частотой, фазой и формой огибающей. Для достижения таких параметров необходимы как источники опорных колебаний, устойчивые к различным дестабилизирующим воздействиям, так и технические возможности управления ими. Но эти задачи противоречивы. Решаются они при помощи синтезаторов частоты (СЧ), преобразующих колебания опорного генератора, принимаемые за эталонные, в сигналы желаемого номинала частоты с незначительной потерей эталонных свойств. Наибольший интерес разработчиков электронной аппаратуры привлекают СЧ, реализованные в виде одной или нескольких микросхем, которые могут быть встроены в новые изделия. В данном случае аппаратура реализована на микросхеме ФАПЧ ADF4113 в связи с тем, что требуемая частота для блока формирования сигналов совпадает с рабочей частотой микросхемы ADF4113, как указано в техническом описании микросхемы [1].

Известно [2], что в состав СЧ входит микросхема ФАПЧ с программируемыми делителями частоты, фазовым детектором и цепями управления, работающая совместно с внешним опорным генератором и ГУН. Такое решение обеспечивает большую гибкость при выборе параметров, особенно при широком диапазоне перестройки по частоте. Собственные шумовые свойства микросхем ФАПЧ

проявляются как шумы фазового детектора (ФД), делителей частоты и схемы управления.

Для наглядности изучения принципа работы СЧ следует перейти к подробной структурной схеме (рис. 1).

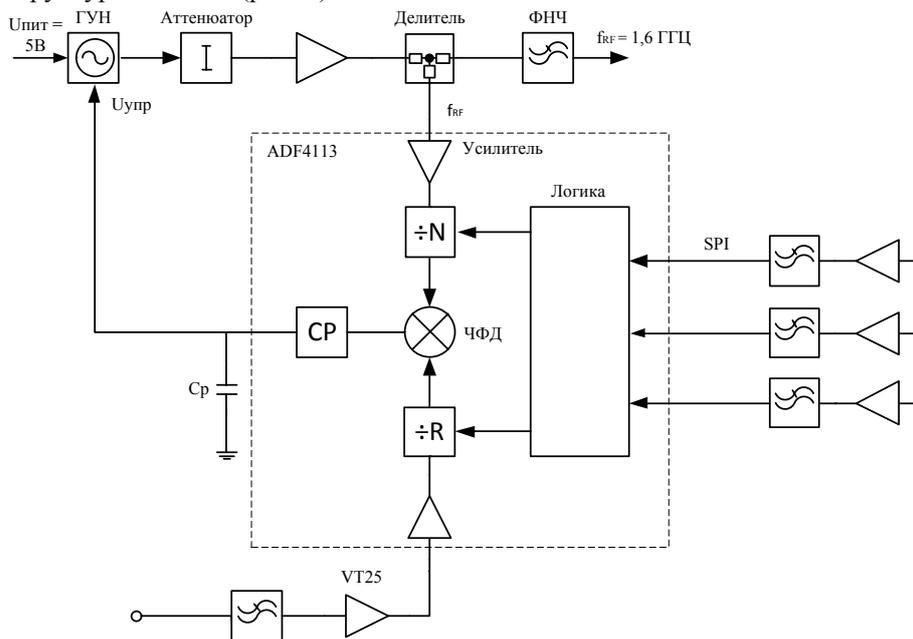


Рис. 1. Подробная структурная схема СЧ

Генератор KSV-5V1600B (управляемый напряжением) является источником сигнала высокой частоты. Его сигнал проходит через аттенуатор и усилитель, который служит для развязки выходных каскадов ГУН от дальнейшей цепи (нагрузки) и усиливает сигнал до необходимого уровня. Сигнал с выхода усилителя через делитель мощности и фильтр уходит в полезную нагрузку. Часть сигнала с помощью делителя отводится на вход RF микросхемы ADF4113. Ответвленный сигнал, поступивший на вход микросхемы, дополнительно усиливается настроенным усилителем и поступает на N-делитель. На основе [3] функцией N-делителя является уменьшение частоты высокочастотного сигнала с ГУН до той частоты, на которой может работать частотно-фазовый детектор (ЧФД) (диапазон частот ГУНН – 1600 МГц, а диапазон частот ЧФД – до 55 МГц).

Сигнал опорной частоты $f_{RF} = 10$ МГц через фильтр и усилитель на транзисторе BF909 поступает на вход опорного сигнала REFIN микросхемы ADF4113. Функцией фильтра является «подчистка» сигнала от лишних гармоник за тем, чтобы синхронизация происходила от частоты 10 МГц, а не от одной из гармоник, уровень которых достаточно большой. Сигнал опорной частоты микросхемы ADF4113 также предварительно усиливается до нужного уровня и поступает на вход R-делителя. Задача R-делителя – поделить сигнал опорной частоты до частоты, на которой будет работать СЧ. Сигнал опорной частоты после R-делителя и сигнал после N-делителя попадают на ЧФД, и осуществляется функция фазовой автоподстройки частоты. Сигнал ошибки с ЧФД поступает на схему Charge Pump (CP), которая усиливает сигнал и одновременно является драйвером ГУН. Конденсатор C_p предназначен для фильтрации напряжения вы-

хода СР, чтобы было меньше пульсаций и помех выходного сигнала. На выходе СР имеем напряжение, которое непосредственно поступает на вход управления ГУН и подстраивает его таким образом, что частота сигнала на выходе ГУНН, поделенная в N раз и умноженная на R , равнялась частоте опорного сигнала.

В микросхеме ADF4113 есть блок логики, который управляет схемами N -делителя, R -делителя, а также режимами работы ЧФД и СР. На вход логической схемы через последовательный интерфейс SPI поступают команды управления логическими схемами, они декодируются и выставляют нужный режим работы СЧ.

Заключение. Синтезатор частот применяется в блоке формирования сигнала векторного анализатора цепей S2026 производства «НПК ТАИР». В составе блока синтезатор частот показал следующие характеристики:

- диапазон рабочих частот: 1600 ± 50 МГц;
- уровень выходной мощности: не менее 0 дБм;
- частота внешнего опорного генератора: 10 МГц;
- уровень спектральной плотности фазовых шумов на отстройке 10 кГц: не более минус 80 дБн.

В настоящее время ведётся модернизация схемы синтезатора частоты на более высокие частотные диапазоны.

Литература

1. Analog Devices. Semiconductors and Signal Processing ICs [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.analog.com/ru/rfif-components/pll-synthesizers-svcos/adf4113/products/product.html>, свободный (дата обращения: 10.05.2014).

2. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М.: Радио и связь, 1991. 264 с.

3. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.

УДК 621.396.96

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МОРСКОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ФОНЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Д.В. Ерофеев

Производится исследование методов цифровой обработки сигналов морского радиолокатора в виде изображений с помощью вейвлет-фрактальных преобразований. Такие преобразования обеспечивают снижение уровня шума и волн в сигнале, представленном в виде изображения. Исходные данные представляют собой сигналы морского радиолокатора, записанные в бинарном виде, программы для тестового просмотра сигнала от радиолокатора, программы, имитирующей отображение на индикаторе радиолокатора, программ вейвлет-фрактальных преобразований для обработки изображений.

Ключевые слова: морской радиолокатор, взволнованная морская поверхность, вейвлет-фрактальные преобразования.

В статье рассмотрены методы обработки изображений с использованием вейвлет-фрактальных преобразований при разных уровнях волнения моря. В ка-

честве изображения рассматривается радиолокационный сигнал, который представляет собой бинарный файл результатов радиолокации морской поверхности с берега. Изображение можно рассматривать как мультифрактал, целесообразно характеризовать его фрактальными признаками. Так как основным свойством фракталов является внутреннее самоподобие, то система новых признаков изображений основывается на распределении самоподобия. В работе приводится алгоритм вычисления характера распределения самоподобия, показывающего степень схожести отдельных участков изображения. Также приведен алгоритм вычисления характерных участков, которые представляют собой блоки изображения, наиболее точно подобные всему изображению по некоторым признакам. В работе описаны проведенные исследования и их результаты, согласно которым предлагаемые признаки являются классифицирующими, и их можно использовать для решения задач классификации изображений (рис. 1–10).

Вейвлет-преобразования дают информацию об основных пространственных и частотных характеристиках изображений, в отличие от обычного преобразования Фурье, которое дает лишь информацию о частотных характеристиках изображения. Если для преобразования Фурье можно выписать одну функцию, то для вейвлет-преобразования этого сделать нельзя. Следовательно, мы не можем выписать одно уравнение, которое полностью задало бы все эти преобразования. Вместо этого мы можем охарактеризовать каждое вейвлет-преобразование с помощью ядра преобразования или основываясь на множестве параметров, которые однозначно определяют пару ядер. Все эти преобразования являются «родственными» в том смысле, что их функции разложения представляют собой «маленькие волны», или «вейвлеты», которые имеют переменную частоту колебаний и ограниченную длительность.

Вейвлет-преобразование широко используется для анализа сигналов. Помимо этого, оно находит большое применение в области сжатия данных. В дискретном вейвлет-преобразовании наиболее значимая информация в сигнале содержится при высоких амплитудах, а менее полезная – при низких. Сжатие данных может быть получено за счет отбрасывания низких амплитуд. Вейвлет-преобразование позволяет получить высокое соотношение сжатия в сочетании с хорошим качеством восстановленного сигнала. Вейвлет преобразование было выбрано для стандартов сжатия изображений JPEG2000 и ICER. Однако при малых сжатиях вейвлет-преобразование уступает по качеству в сравнении с оконным Фурье-преобразованием, которое лежит в основе стандарта JPEG.

Выбор конкретного вида и типа вейвлетов во многом зависит от анализируемых сигналов и задач анализа. Для получения оптимальных алгоритмов преобразования разработаны определенные критерии, но их еще нельзя считать окончательными, так как они являются внутренними по отношению к самим алгоритмам преобразования и, как правило, не учитывают внешних критериев, связанных с сигналами и целями их преобразований. Отсюда следует, что при практическом использовании вейвлетов необходимо уделять достаточное внимание проверке их работоспособности и эффективности для поставленных целей по сравнению с известными методами обработки и анализа [1].

У каждого вейвлета есть свое имя, название (Haar, Doubechies, Coyfllets и некоторые другие). Алгоритм вейвлет-обработки изображения можно свести к построению фильтров вейвлетной декомпозиции и реконструкции [1]. В результате применения этих фильтров к изображению получаем 4 вектора, в которые записываются коэффициенты фильтров, осуществляющих соответственно высоко-

частотную декомпозицию, низкочастотную декомпозицию, высокочастотную реконструкцию и низкочастотную реконструкцию.



Рис. 1. Декомпозиция. Ассоциативное приближение

Исходные данные представляют собой сигнал от морского радиолокатора, записанный в бинарном виде, программы для тестового просмотра сигнала от радиолокатора, программы, имитирующие отображение на индикаторе радиолокатора.

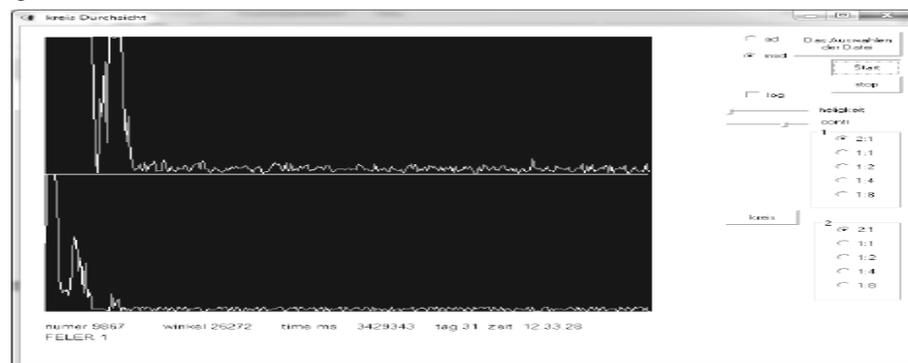


Рис. 2. Отображение сигнала при изменении азимута (по оси абсцисс – дальность, по оси ординат – амплитуда сигнала)

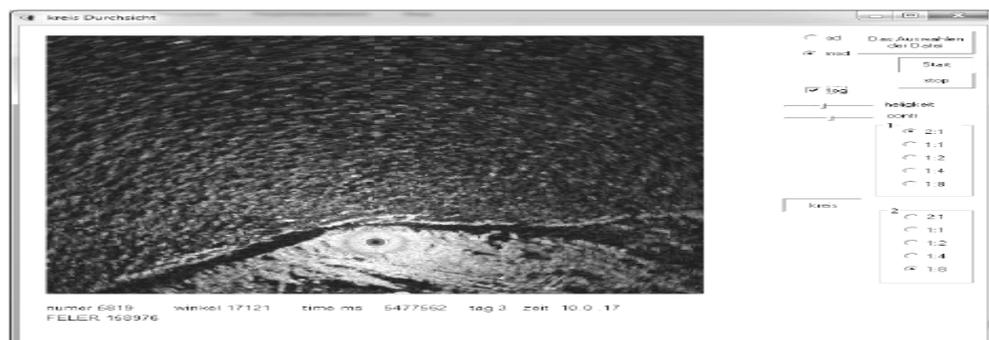


Рис. 3. Изображение сигнала локатора до фильтрации

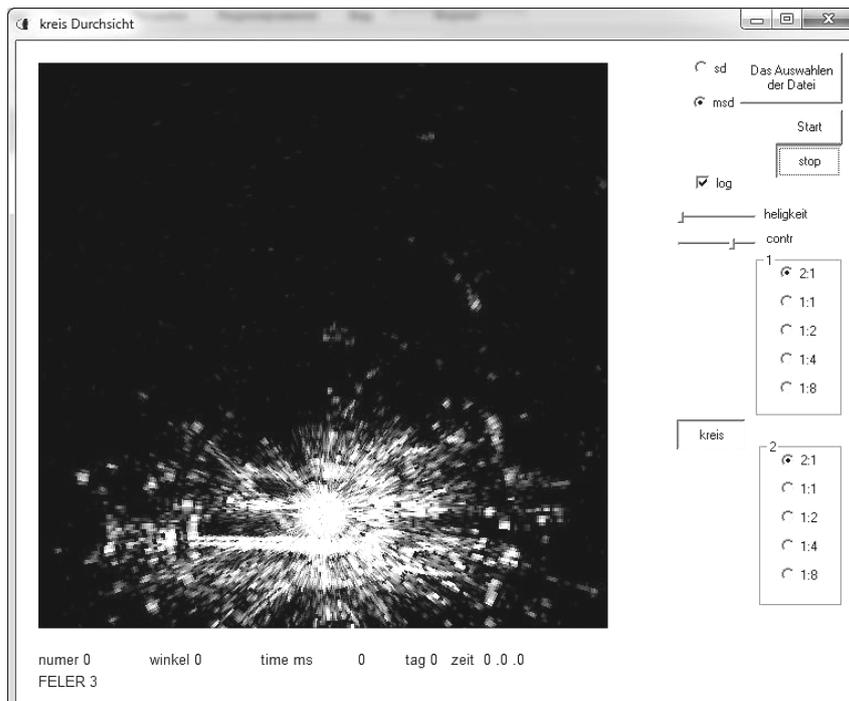


Рис. 4. Изображение сигнала локатора после вейвлет-фильтрации

Вейвлет преобразование позволяет локализовать низкочастотные детали функции в частотной области (преобладающие гармоники), а высокочастотные – в пространственной (резкие скачки, пики и т.п.). Более того, вейвлет-анализ позволяет исследовать поведение фрактальных функций, т.е. не имеющих производных ни в одной своей точке.

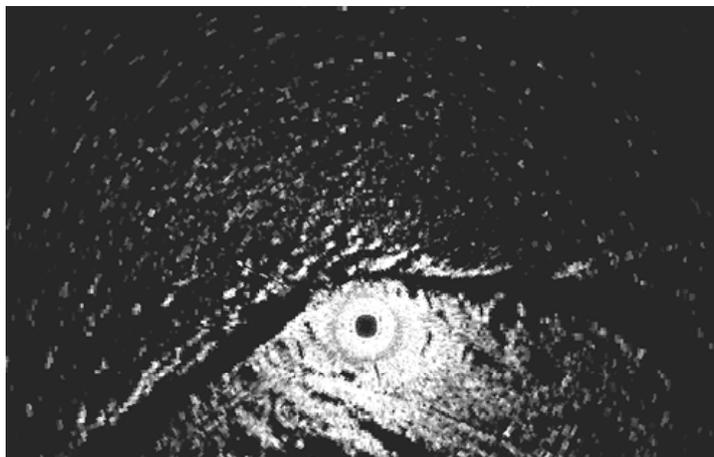


Рис. 5. Выделение контура берега с помощью вейвлета Хаара

Применяя разные вейвлеты к данному изображению мы можем очистить его от шумов. Также в приведенной гистограммной эквализации мы можем увидеть, что количество шумов уменьшилось.

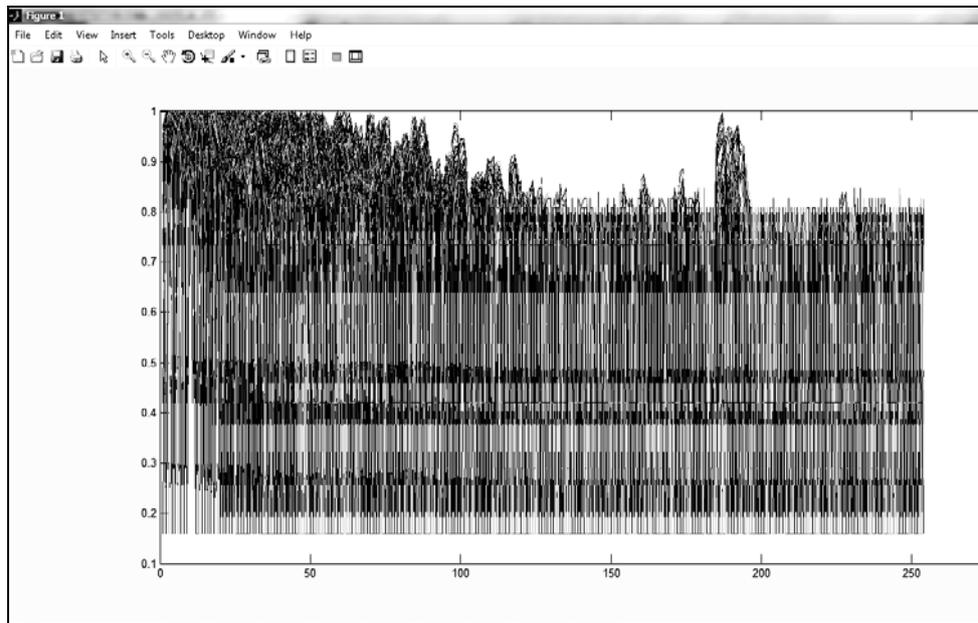


Рис. 6. Графическое отображение исходного изображения без фильтрации с гистограммной эквализацией

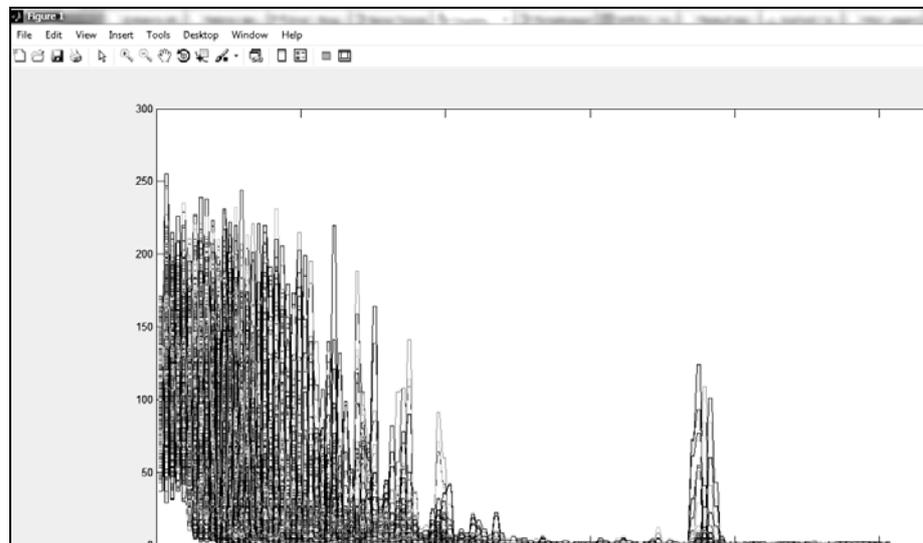


Рис. 7. Графическое отображение изображения после фильтрации функцией «хааг»

Обработка радиолокационных изображений с использованием фрактального анализа производится на базе свойств фрактальной геометрии для описания природных подстилающих поверхностей и позволяет предложить в качестве признака сегментации изображения фрактальную размерность, которая количественно учитывает случайный и хаотичный характер природных пространственных структур [2, 3].

Одно из основных свойств фрактальной размерности в теории фракталов, позволяющее использовать ее в качестве признака сегментации, есть то, что раз-

мерность является дробной величиной. Численное значение величины размерности характеризует степень заполнения пространства, в котором существует фрактальная система. Различные природные структуры имеют различную фрактальную размерность. Понятие фрактальной меры и фрактальной размерности множеств, характеризующих их в целом, базируется на определениях, введенных Хаусдорфом и Безиковичем. Для анализа фрактальной размерности часто применяют упрощенный вариант размерности Хаусдорфа–Безиковича.

Для фрактальной обработки используем программу ImageJ [3].

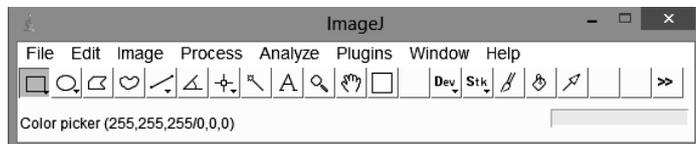


Рис. 8. Главное окно программы

Открываем изображение для обработки.

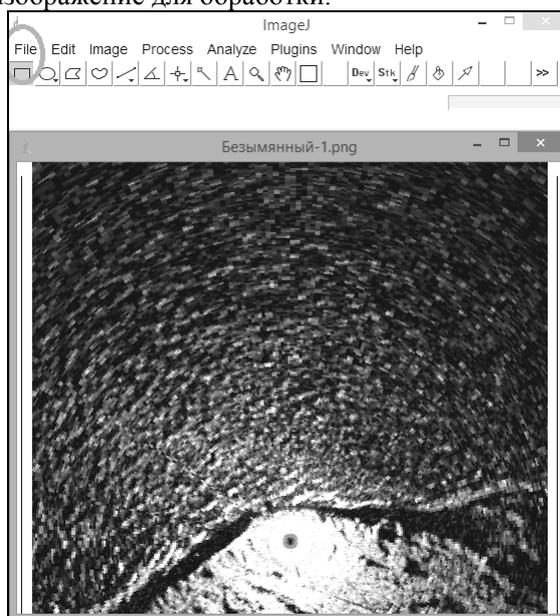


Рис. 9. Исходное изображение

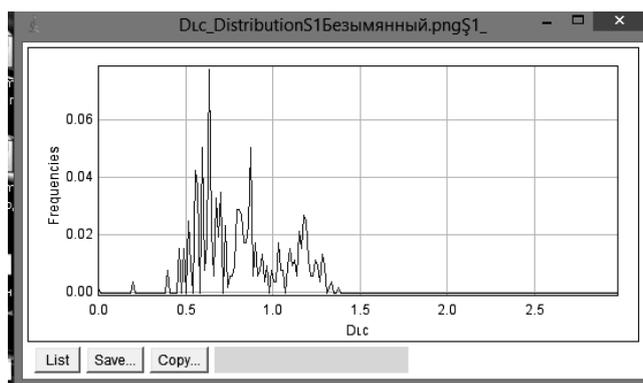


Рис. 10. Полученное фрактальное распределение

Фракталы и вейвлеты прекрасно зарекомендовали себя при обработке изображений, улучшении качества и четкости изображения. В работе с помощью вейвлет-фрактальной обработки было получено изображение очищенное от шумов. Было проведено представление экспериментальных данных сигналов морского радиолокатора в виде изображения, полученные данные были представлены в виде распределения фрактальной размерности. Использование комплексной вейвлет-фрактальной обработки позволяет не только исследовать изображение, но и улучшить его.

Литература

1. Узлетид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии: учеб. пособие. М.: Триумф, 2003. 320 с.
2. Роби Поликар. Введение в вейвлет-преобразование: учеб. пособие. М.: Триумф, 2006. 59 с.
3. Held S., Storath M., Massopust P., and Forster B. // IEEE Transactions on Image Processing. 2010. Vol. 19, I. 3. P. 653–667.

УДК 551.501.7

ИССЛЕДОВАНИЕ, ВИЗУАЛИЗАЦИИ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ СОНАРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ НА БАЗЕ ПО MATLAB

Д.С. Есиков, П.В. Мельников

Производится цифровая обработка сигналов акустического локатора СОНАР в атмосфере с использованием вейвлет-преобразований. Приемник СОНАРа – направленный микрофон на основе параболического зеркала. Метод обработки принимаемых сигналов основывается на вейвлет-преобразовании сигнала для увеличения отношения сигнал/шум и качества распознавания полезного сигнала. Использовался пакет ПО MATLAB Wavelet Toolbox – пакет инструментов, работающий с вейвлет-преобразованиями, в котором, в свою очередь, использовалось приложение SWT Denoising 1D.

Ключевые слова: акустический локатор, MATLAB Wavelet Toolbox, направленный микрофон, вейвлет-преобразования.

В работе для проведения исследований распространения звука в приземном слое атмосферы используется сигнал с параболическим направленным микрофоном (рис. 1). Направленный микрофон изготовлен на основе параболического



зеркала диаметром 30 см, и прикрепленной к нему ручки, внутри которой расположена электронная часть микрофона. Также на корпусе имеются разъемы для подключения головного телефона или соединительного кабеля с линейным входом в компьютер. Основные характеристики микрофона приведены в статье [1].

Рис. 1. Направленный микрофон с параболическим зеркалом

Вейвлет-анализ представляет собой особый тип линейного преобразования функций из некоторого достаточно широкого класса. Базис собственных функций, по которому проводится разложение, обладает многими специальными свойствами. На протяжении многих десятилетий основным средством анализа реальных физических процессов, в том числе случайных, являлся гармонический анализ. Математической основой гармонического анализа является преобразование Фурье (ряды Фурье для конечных отрезков времен и интегралы Фурье для процессов, не ограниченных по времени). Гармонический Фурье-анализ позволяет наглядно выявить быстрые и медленные изменения в исследуемом процессе и исследовать их по отдельности. Вейвлет-преобразование имеет много общего с преобразованием Фурье. В то же время имеется ряд существенных отличий. Восстановление зашумленных сигналов может происходить следующими преобразованиями.

Для очистки сигнала от шума применяется последовательно:

- прямое вейвлет-преобразование;
- зануление незначимых коэффициентов преобразования с порогом, пропорциональным амплитуде шума;
- обратное вейвлет-преобразование.

Ниже на рис. 2 приведены результаты подавления шума в модельном ступенчатом сигнале на основе вейвлет-преобразования. Такие ступенчатые сигналы характерны, например, для геофизических задач акустического анализа слоистой среды. Видно, что с использованием вейвлет-преобразования достигается более глубокое подавление шума при сохранении структуры сигнала [2].

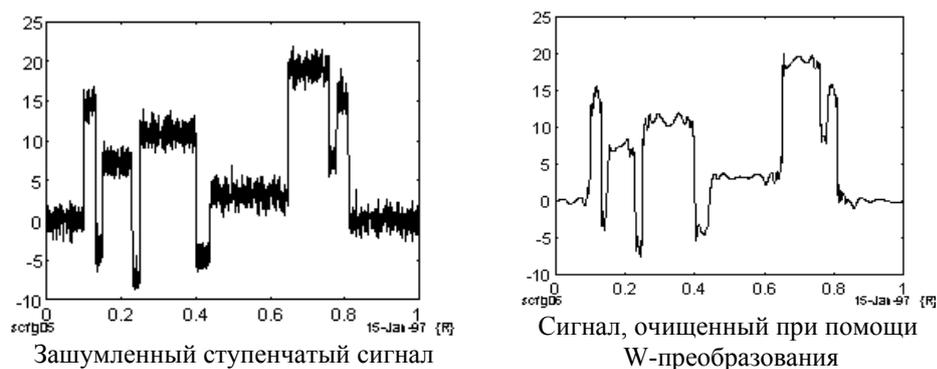


Рис. 2. Восстановление ступенчатого сигнала

Для MATLAB имеется возможность создавать специальные наборы инструментов (toolbox), расширяющие его функциональность. Наборы инструментов представляют собой коллекции функций, написанных на языке MATLAB, для решения определённого класса задач. Компания Mathworks предоставляет наборы инструментов, которые используются в цифровой обработке сигналов, изображений и данных. Это, например, DSP Toolbox, Image Processing Toolbox, Wavelet Toolbox, Communication Toolbox, Filter Design Toolbox – наборы функций, позволяющих решать широкий спектр задач обработки сигналов, изображений, проектирования цифровых фильтров и систем связи [2]. В ходе выполнения данной работы использовался Wavelet Toolbox – пакет инструментов, работающий с вейвлет-преобразованиями, в котором в свою очередь использовалось приложение SWT Denoising 1D.

Для запуска приложения нужно набрать wavemenu в командном окне и выбрать раздел SWT Denoising 1D (рис. 3). Запускается графическая среда, удобная для вейвлет-анализа стационарного сигнала и удаления шума. Окно графического интерфейса содержит обычное меню сверху, специальные кнопки меню справа и внизу, а также основное поле для визуализации результатов анализа.

Загрузим аудиосигнал. Для этого ждем File → Load и выбираем путь к звуковому файлу. Стоит отметить, что выбираемый файл должен иметь формат WAV. После загрузки в левом верхнем окне появится график сигнала, и в правом меню в верхнем поле будет указана длина выборки. Далее выбираем вейвлет (Wavelet), в примере выбран вейвлет Хаара, его порядок и уровень (Level) вейвлет-разложения. После этого нужно нажать на кнопку Decompose Signal, для того чтобы произвести вейвлет-разложение. Результаты разложения, недецимированные аппроксимирующие и детализирующие вейвлет-коэффициенты разложения, отображаются на основном поле графического окна слева. После этого активизируется все правое меню.

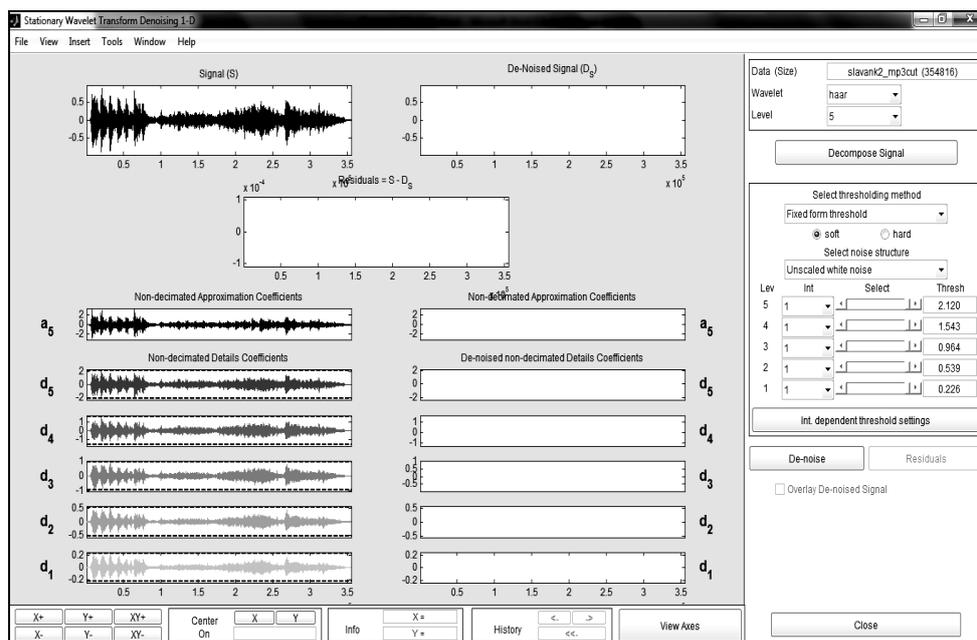


Рис. 3. Интерфейс приложения SWT Denoising 1D с загруженным сигналом

В меню справа можно выбрать различные методы выбора порога для удаления шума. По умолчанию принимается вариант Fixed form threshold с мягким (soft) способом пороговой обработки. Далее в меню Select noise structure нужно определиться с типом шума. По умолчанию берется немасштабированный белый шум (unscaled white noise). Слайдеры, расположенные на правой части окна, управляют порогами на каждом уровне. После выбора всех параметров нажимаем Denoise и получаем очищенный сигнал (рис. 4).

Справа сверху изображается график очищенного от шума сигнала. Внизу – графики вейвлет-коэффициентов и компоненты сигнала, соответствующие оставленным коэффициентам каждого уровня. В центре – график шумовой компоненты (разность между исходным сигналом и очищенным).

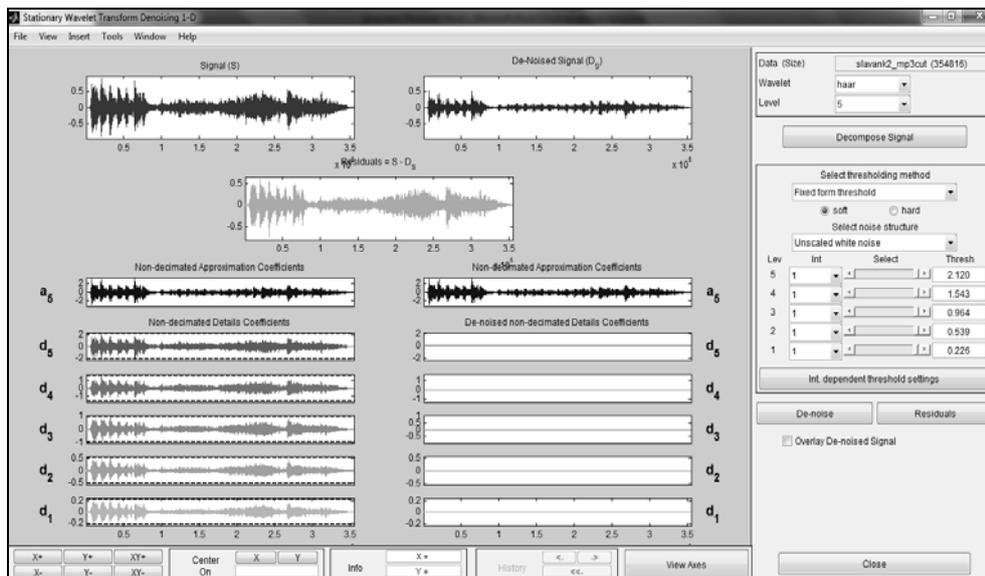


Рис. 4. Очищенный сигнал

Для исследования статистических свойств этой компоненты можно вызвать специальное окно, нажав кнопку Residuals (рис. 5). Как обычно, есть возможность увеличить каждый график, выбрать фрагмент сигнала и провести пороговую обработку коэффициентов с разными порогами на разных интервалах (Int. dependent threshold settings).

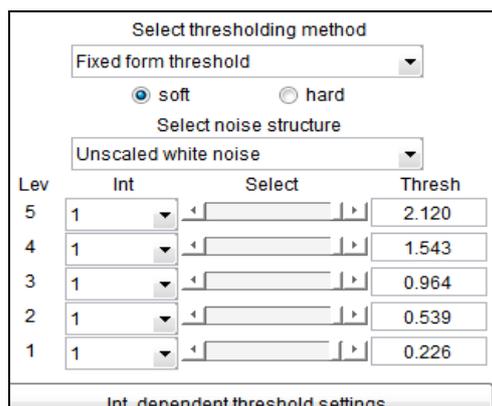


Рис. 5. Выбор порогов

Используя кнопку View Axes, можно рассмотреть результат обработки в большем масштабе.

Видим, что даже при значениях параметров по умолчанию мы получаем очень хороший результат. Возможно, что это является следствием обработки недетцимированных коэффициентов. Статистический анализ разности (Residuals) подтверждает ее шумовой характер (вид автокорреляционной функции) (рис. 6).

Для более подробного изучения данного комплекса рекомендуется повторить вышеописанный материал, используя 2–3 различных вейвлета, изменяем уровень вейвлетов, выбираем различные методы для удаления шума.

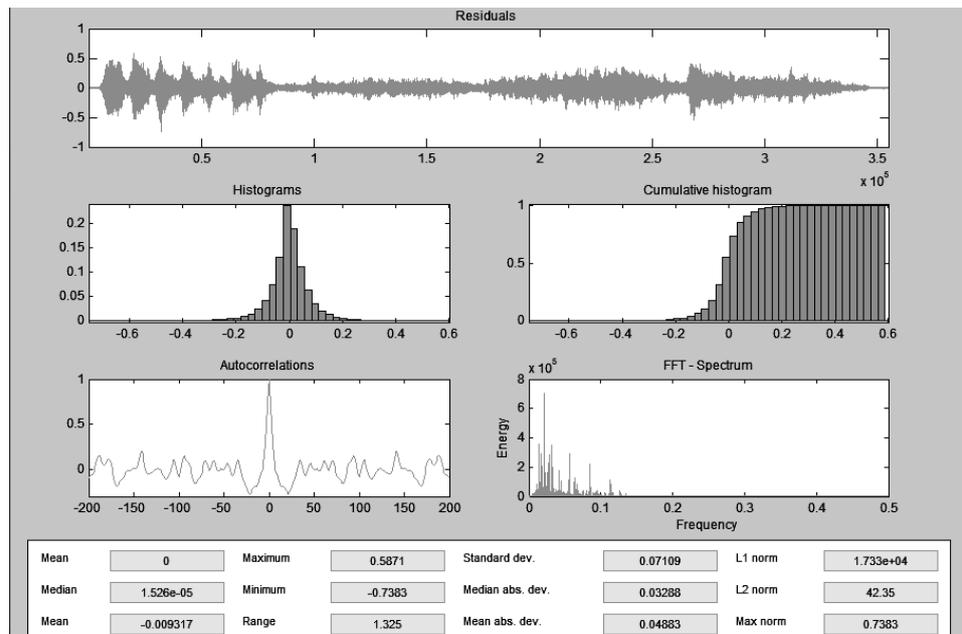


Рис. 6. Статистические характеристики удаленного шума

В итоге можно сравнить полученные результаты, сделать вывод о наиболее оптимальных условиях обработки звуковых сигналов и сохранить сигнал, очищенный от шума, в виде mat-файла.

Литература

1. Красненко Н.П., Раков Д.С. Дальность действия направленных микрофонов // Методы и устройства передачи и обработки информации: межвуз. сб. науч. тр. «Радиотехника». 2008. Вып. 10. С. 29–39.
2. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддингс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с.
3. Нефедов В.И., Егорова Е.В., Пугачев О.И., Герасимов А.В. Применение цифровой обработки для фильтрации шума в звуковых сигналах // Нелинейный мир. 2009. Т. 7, №11. С. 869–871.
4. Технологии и средства обработки звуковой информации: учеб. пособие для студентов [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://rudocs.exdat.com/docs/index-374548.html?page=14>.

УДК 621.372.852.3

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ АТТЕНУАТОР

А.В. Гафарова

Рассмотрен процесс разработки аттенуатора с ручным и автоматическим управлением.

Разработаны схемы платы аттенуатора и платы управления. Произведена прорисовка контуров двух плат, размещены компоненты и проведена интерактивная трассировка проводников.

Ключевые слова: аттенуатор, параллельное управление, последовательное управление, микросхема, регистры, плата.

Как правило, при лабораторных испытаниях систем связи требуется ослабление сильного сигнала до необходимого уровня во избежание перегрузки входа какого-либо прибора мощным сигналом. Для этих целей используются аттенюаторы.

Основные параметры разработанного аттенюатора:

диапазон рабочих частот, ГГц,	0,01–6,0;
напряжение питания, В,	+8 ... +12;
КСВН вх, не более	1,7;
КСВН вых, не более	1,7;
диапазон ослабления, дБ,	31,5.

Структурная схема типовой измерительной установки с использованием управляемого аттенюатора приведена на рис. 1. Для того чтобы входная мощность усилителя была постоянной, необходима система автоматической регулировки усиления (АРУ), которая содержит детектор (Д), микроконтроллер (М) и аттенюатор (Атт).

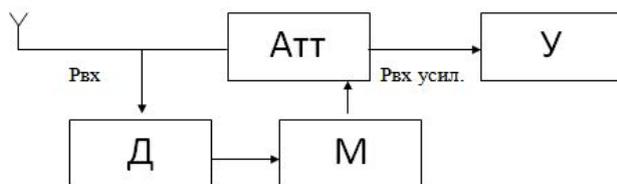


Рис. 1. Пример использования аттенюатора с автоматическим управлением

Входная мощность отводится на детектор, уровень сигнала которого поступает на АЦП микроконтроллера. Управление аттенюатора производится посредством заданной программы микроконтроллера.

При подаче на вход PS высокого уровня напряжения аттенюатор работает в автоматическом режиме. Чтобы переключиться на ручное управление, необходимо установить низкий уровень напряжения на выводе PS. Регистры D0–D5 отвечают за разрешающую способность аттенюатора (рис. 2).

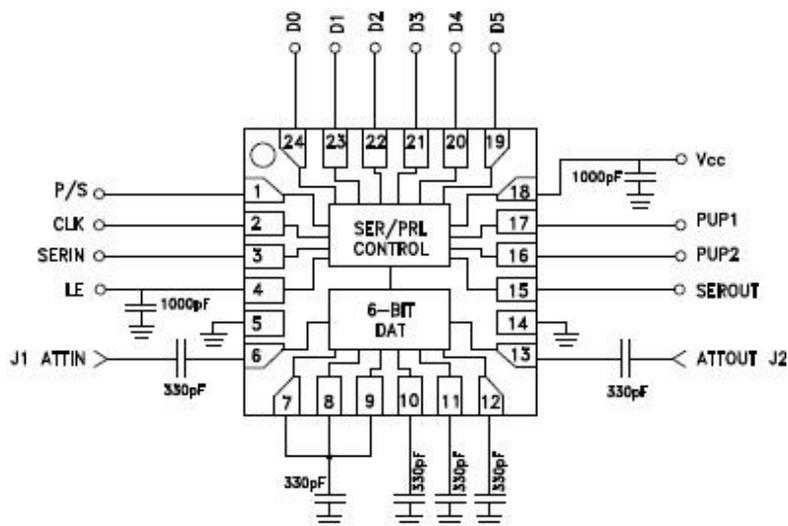
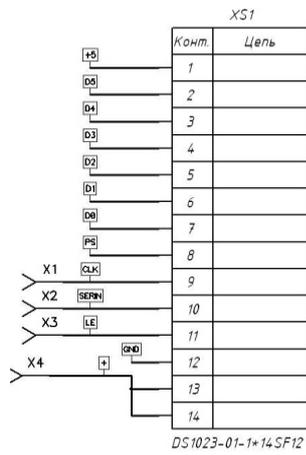


Рис. 2. Микросхема HMC624LP4



При разработке использовались система P-CAD (позволяющая проводить сквозное проектирование аналоговых, цифровых аналогово-цифровых устройств), графический редактор для ввода принципиальных схем изделий Schematic, графический редактор для работы с односторонними, двухсторонними и многослойными печатными платами PCB, система трехмерного твердотельного и поверхностного параметрического проектирования Autodesk Inventor [1, 2].

В программе Schematic пакета P-CAD-2004 были составлены принципиальные схемы плат управления и аттенюатора (рис. 3, 4).

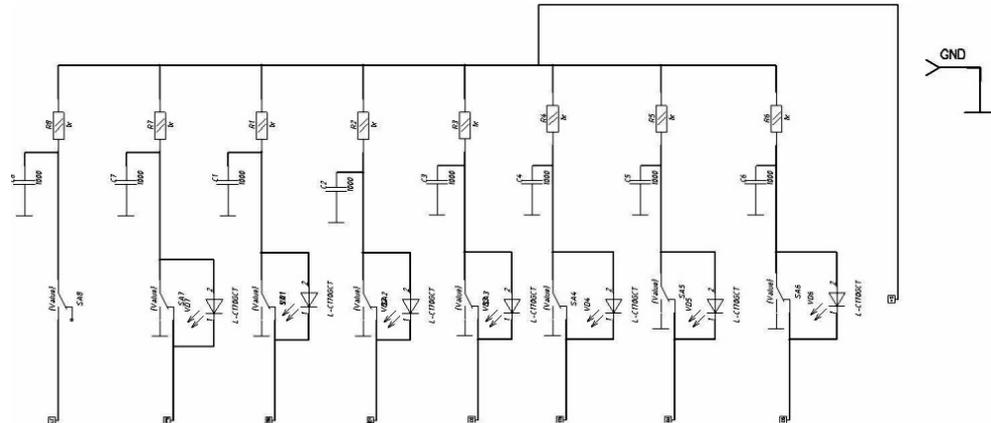


Рис. 3. Принципиальная схема платы управления

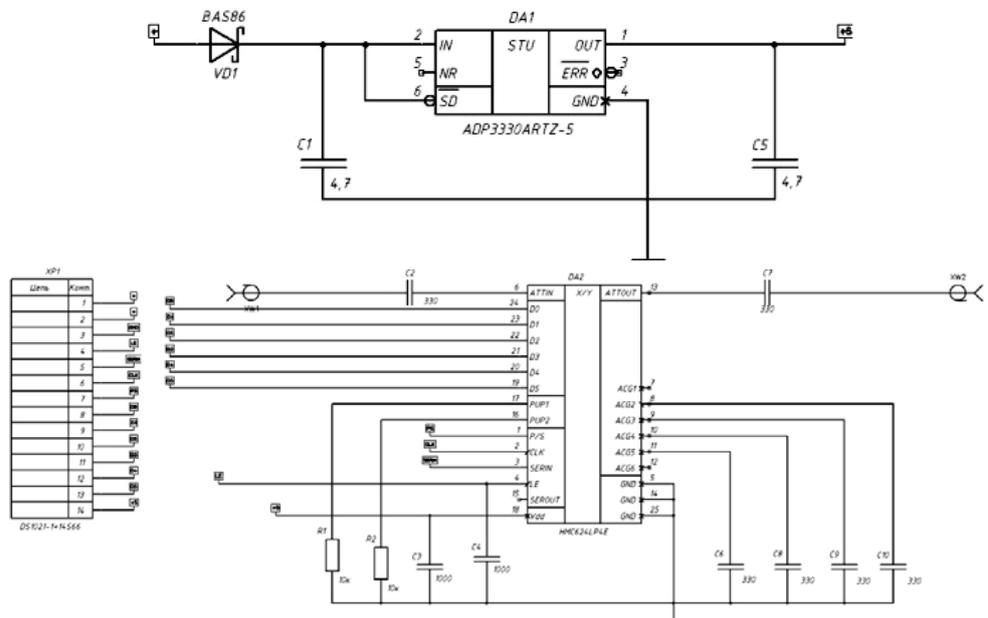


Рис. 4. Принципиальная схема платы аттенюатора

В программе РСВ пакета P-CAD–2004 были разведены платы управления и аттенюатора (рис. 5).

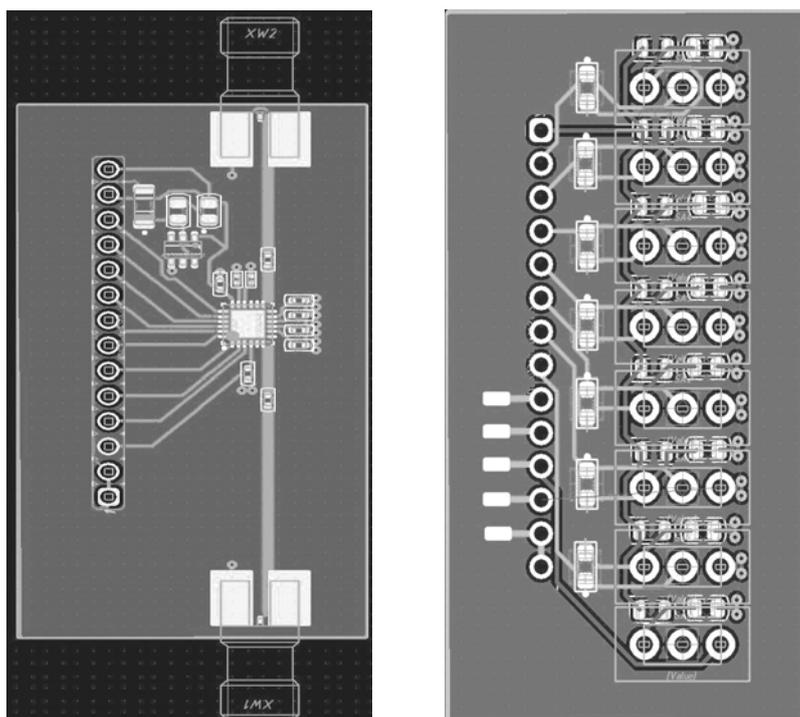


Рис. 5. Плата управления и плата аттенюатора

Конечный результат разработки – сборка плат и элементов управляемого аттенюатора в корпус в соответствии с 3D-моделью (рис. 6).

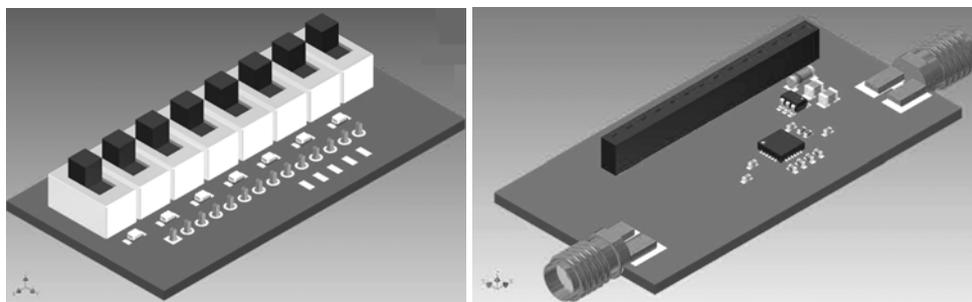


Рис. 6. 3D-модели платы управления и платы аттенюатора

Литература

1. P-CAD–2004. СПб.: БХВ-Петербург, 2006. 560 с.
2. Тремблей Т. Autodesk Inventor 2013 и Inventor LT 2013. Основы. Официальный учебный курс / пер. с англ. Л. Талхина. М.: ДМК-Прес, 2013. 344 с.

**ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА
НА БАЗЕ АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА
NATIONAL INSTRUMENTS***В.А. Громов*

Предложен вариант макета имитационной модели пассивной космической системы радиомониторинга, реализованный на основе аппаратно-программного комплекса фирмы National Instruments. Приведены структурные схемы двух вариантов макетов системы. Описаны состав оборудования и работа макета. Показана блок-схема алгоритма формирования сигналов источника радиоизлучения.

Ключевые слова: радиомониторинг, имитационная модель, многопозиционная система.

В последнее время уделяют все большее внимание разработке современных радиотехнических систем мониторинга источников радиоизлучения (ИРИ). Увеличивается число организаций, которые занимаются разработкой и производством систем радиомониторинга широкого назначения (например, приведенная в [1]). Такие тенденции обусловлены тем, что увеличивается число ИРИ, и за ними необходимо осуществлять контроль по разным причинам. Значительный интерес уделяется разработкам по созданию пассивных космических систем мониторинга ИРИ, которые обладают рядом преимуществ по сравнению с наземными стационарными и мобильными системами [2, 3]. При разработке любой радиотехнической системы важным является этап моделирования и создания прототипа системы, который помогает тестировать разрабатываемое программное обеспечение и алгоритмы будущей системы. Для этих целей на данном этапе создают макеты систем. В данной статье предложен вариант макета пассивной многопозиционной космической системы радиомониторинга, реализованный на основе аппаратно-программного комплекса фирмы National Instruments [4].

Постановка задачи. На этапе создания имитационной модели системы (макета) необходимо определиться с функциями, которыми он должна обладать. Макет системы предназначен для тестирования, проверки работы разрабатываемых и применяемых алгоритмов, методов, которые будут использоваться в системе радиомониторинга, и должен выполнять следующие функции:

- моделирование сигналов ИРИ произвольной формы;
- генерирование сигналов произвольной формы;
- обнаружение и регистрация сигналов;
- обработка сигналов.

Таким образом, макет системы должен содержать имитатор сигналов и приемник-регистратор сигналов, а также обладать следующими качествами:

- должен быть выполнен в виде единой системы;
- управление работой осуществляется с помощью операционной системы Windows;
- настройка оборудования на доступном языке программирования;
- возможность масштабирования состава оборудования.

Структурная схема макета приведена на рис. 1.

После проведенного анализа было принято решение о том, что удовлетворить вышеперечисленным требованиям может макет, построенный на основе ап-

паратно-программного комплекса фирмы National Instruments. В таблице приведен состав макета с краткими характеристиками, который был в распоряжении автора. На рис. 2 показан внешний вид макета.

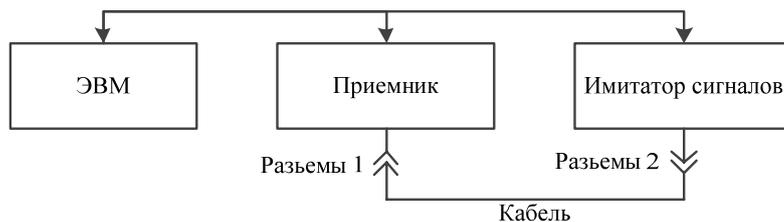


Рис. 1. Структурная схема макета

Состав оборудования макета

Модель	Краткое описание	Частота, МГц	Полоса, МГц	Разрешение, бит
NI-5450	Двухканальный генератор сигналов произвольной формы	400	145	16
NI-5761	Четырехканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП)	250	500	14
NI-7952R	Программируемый модуль обработки данных АЦП на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС)	ПЛИС – Vertex-5 LX50		
NI-PXI 8108	Вычислительный контроллер (ЭВМ)	Операционная система – Windows 7		
NI-1042Q	Стойка-шасси	8 слотов		

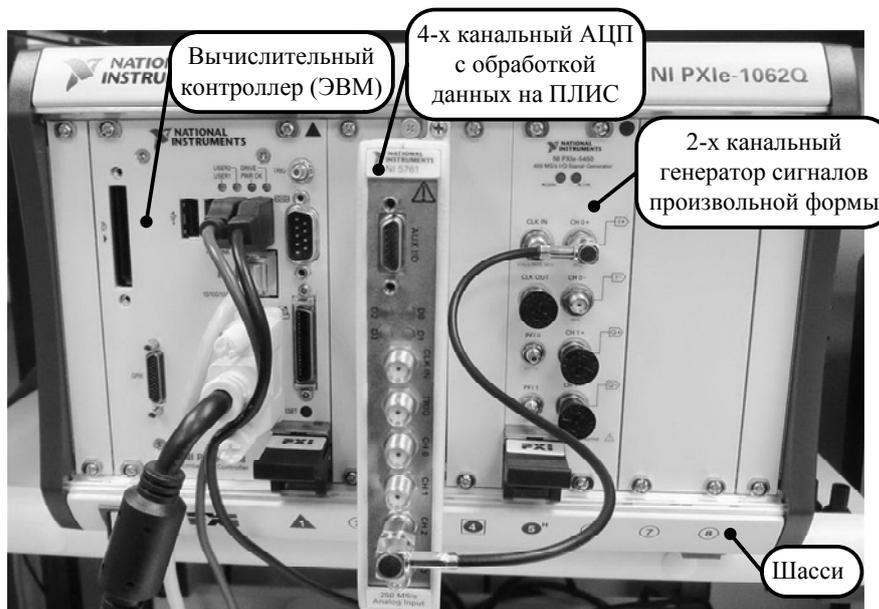


Рис. 2. Внешний вид макета

Описание оборудования макета. Для аппаратной реализации имитатора сигналов ИРИ выбран двухканальный генератор сигналов произвольной формы NI-5450. Генератор позволяет, используя программное обеспечение LabView, создавать сигналы большинства типов модуляции: амплитудной, частотной, фазовой, фазокодовой, квадратурно-амплитудной, а также произвольной формы.

Для реализации имитатора приемника выбраны АЦП NI-5761 и устройство обработки данных АЦП на базе ПЛИС NI-7952R. Обработка данных на ПЛИС обеспечивает высокое быстродействие работы (позволяет выполнять обработку в реальном времени). Программирование работы АЦП и ПЛИС выполняется с использованием графического языка программирования LabView, т.е. не требуется знания специализированных языков программирования.

Программирование и управление работой макета осуществляется через вычислительный контроллер NI-PXI 8108, который по составу представляет аналог персонального компьютера под управлением операционной системы Windows в форм-факторе PXI с соответствующими входами/выходами. Управление вычислительным контроллером осуществляется при помощи клавиатуры и мыши, визуализация – при помощи дисплея.

Приборы макета помещены в единое шасси, которое содержит источник питания и шины связи периферийных устройств (приборов) с вычислительным контроллером.

Описание работы макета. Описан один из вариантов работы макета. Макет представляет собой гибкую систему, работу которой определяет разработчик, следовательно, может быть не один вариант работы макета системы.

Работа макета начинается с моделирования сигналов ИРИ. Моделирование выполняется в программной среде LabView согласно разработанному сценарию. Сценарий может содержать такие данные, как координаты ИРИ, моменты времени, длительность регистрации, тип сигнала и др. Среда LabView позволяет интегрировать коды программ, написанные на других языках программирования (например, C, MATLAB и др.), тем самым расширяя возможности при проектировании. Вариант блок-схемы алгоритма формирования сигнала ИРИ приведен на рис. 3. Смоделированные отсчеты сигналов ИРИ сохраняются в файл на жесткий диск, передаются в память генератора и далее на выходы имитатора сигналов (см. рис. 1, разъемы 2).

Сгенерированные сигналы ИРИ поступают на входы приемника (см. рис. 1, разъемы 1). Приемник оцифровывает сигналы и передает их в ПЛИС. Здесь выполняется обработка принятых сигналов согласно разрабатываемым алгоритмам и передача данных в вычислительный контроллер. Также принятые сигналы могут быть переданы в вычислительный контроллер и сохранены на жесткий диск без обработки на ПЛИС.

В представленном макете системы мониторинга оборудование позволяет проводить исследования только на низкой частоте (промежуточной). Такое упрощение позволяет значительно уменьшить стоимость макета. Состав оборудования макета может быть расширен дополнительным шасси, блоками высокочастотного (ВЧ) генератора, приемника и соответствующими антеннами, что позволит имитировать канал распространения радиоволны ИРИ (рис. 4). ВЧ-генератор может быть реализован с использованием оборудования PXIe-5673E, ВЧ-приемник – NI PXIe-5667.

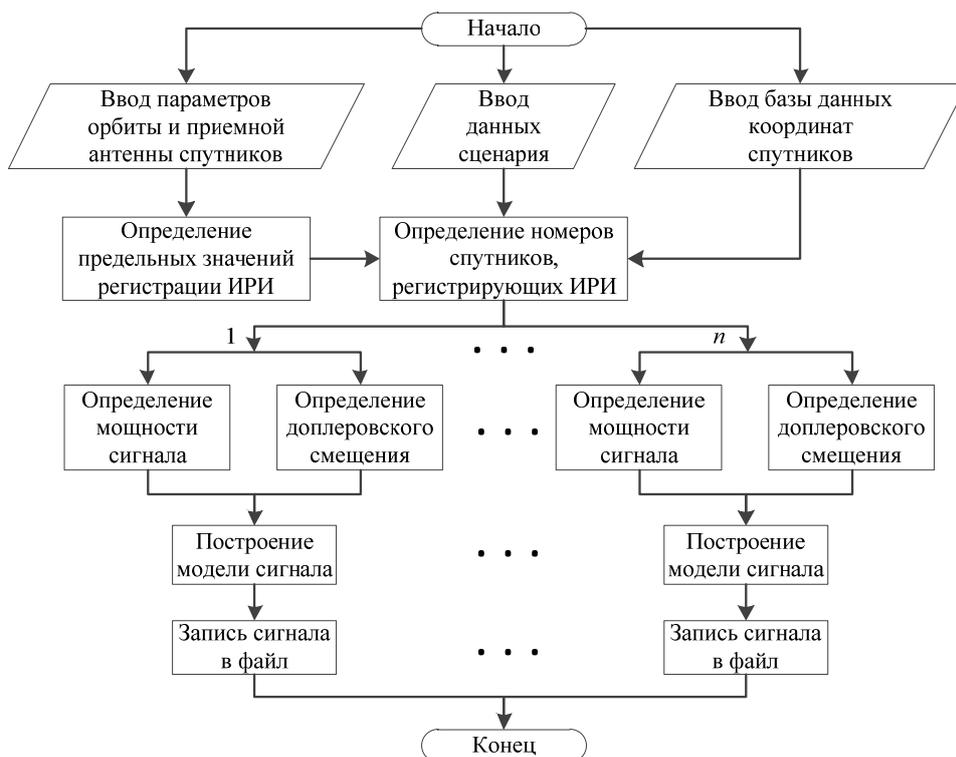


Рис. 3. Блок-схема алгоритма формирования сигналов ИРИ

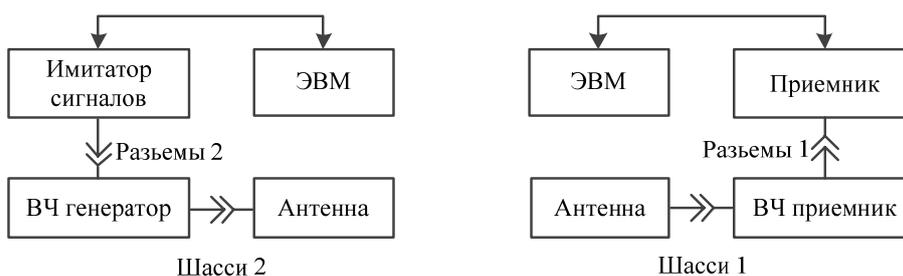


Рис. 4. Структурная схема макета с двумя шасси

Заключение. Предложенный вариант макета имитационной модели пассивной космической системы радиомониторинга, реализованный на основе аппаратно-программного комплекса фирмы National Instruments, предоставляет широкие возможности при проектировании современных систем радиомониторинга и является необходимым инструментом для разработчиков. Подобные имитационные модели в виде макетов позволяют на этапах проектирования тестировать разрабатываемое программное обеспечение и алгоритмы будущей системы, представлять работу системы в целом.

Приведенный состав оборудования макета может быть использован для создания имитационных моделей радиотехнических систем широкого назначения.

Работа выполнена при поддержке проекта 96/12.

Литература

1. Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А Козьмин. М.: Горячая линия – Телеком, 2012. 640 с.
2. Mironov M.V. Parameters optimization of a low-orbit small satellites batching using the range-difference method in order to estimate radio sources coordinates / M.V. Mironov, E.P. Voroshilin, G.S. Sharygin, V.A. Gromov // Telecommunications and radio engineering (New York, United States). 2011. Vol. 70, № 6. P. 521–533.
3. Повышение точности определения координат разностно-дальномерным методом с использованием группировки низкоорбитальных малых космических аппаратов / В.А. Громов, М.В. Миронов, Е.П. Ворошилин, Г.С. Шарыгин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2010. Т. 22, № 2. Ч. 2. С. 14–16.
4. Официальный сайт компании National Instruments [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.ni.com>, свободный (дата обращения: 01.09.2014).

УДК 53.082.64

КОНТРОЛЬ ТЕМПЕРАТУРЫ ЭЛЕМЕНТОВ ПЕЧАТНОГО УЗЛА

Н.И. Кравцов, А.С. Шостак, В.П. Алексеев

При эксплуатации РЭС необходимо производить контроль температуры элементов печатного узла. Мониторинг данных осуществляет контроль за состоянием работоспособности элементов. Благодаря этому все отклонения от рабочей температуры фиксируются, что позволяет вовремя среагировать и принимать соответствующие меры. Создание подсистемы в виде датчиков температуры позволит решить поставленную задачу. Расположив датчики внутри структуры печатного узла, мы не вмешиваемся в структуру РЭС.

Ключевые слова: измерение температуры, чувствительный элемент, подсистема, печатный узел.

Влияние температуры на элементы печатного узла. Немаловажным фактором в работе аппаратуры является температура элементов печатного узла. Неблагоприятное воздействие на надежность оказывают как отрицательные, так и положительные температуры внутри корпуса аппаратуры. Повышенная температура снижает диэлектрические свойства материалов, ускоряет коррозию конструкционных и проводниковых материалов. При пониженной температуре затвердевают и растрескиваются резиновые детали, повышается хрупкость материалов. Различия в коэффициентах линейного расширения материалов могут привести к разрушению залитых компаундами конструкций и, как следствие, нарушению электрических соединений, изменению характера посадок, ослаблению креплений и т.п. [1].

Осуществление контроля температуры. В настоящее время контроль осуществляется при помощи термопары, наклеивании её на поверхность измеряемого элемента. При таком измерении возникает ряд проблем с установкой и обеспечением точности измерения. Чтобы установить датчик температуры на объект измерения, необходимо установить электроизоляционную прокладку с малым тепловым сопротивлением между ними. При монтаже пленочных датчиков температуры используют специальный клей в качестве связующего звена между датчиком и объектом измерения. Для теплоизоляции датчика от окружающей среды используют теплоизоляционные лаки. В процессе нанесения лака или клея

возможно попадание этих веществ на печатную плату, воздействие перепадов температур. Клей и лак разрушают механические воздействия, которые характерны для спутниковой аппаратуры. Таким образом, применение отдельных датчиков температуры приводит к снижению технологичности и долговечности спутниковой аппаратуры. Эта проблема является весьма актуальной, так как в настоящее время ставится задача довести срок службы спутников связи до 15 лет [1].

Создание подсистемы. Подсистема заключается в использовании тонкопленочных чувствительных элементов как датчиков температуры в одном из слоёв печатной платы. Смысл состоит в создании так называемой нейронной системы. Нейронные системы – совокупность нейронов, которые связаны или функционально объединены и выполняют специальные функции. В нашей подсистеме функцию нейронов выполняют датчики температуры, а в качестве мозга используется микропроцессор, который выполняет функции по приему, обработке и отправке информации, как показано на структурной схеме (рис. 1).

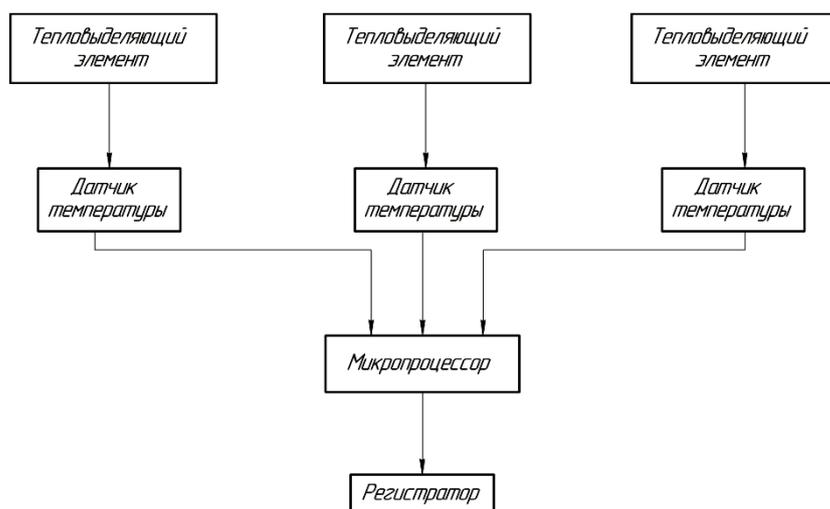


Рис. 1. Структурная схема

Датчик состоит из чувствительного элемента. Материалом для чувствительного элемента используем платину. Платина обладает высокой точностью, стабильностью, быстрым временем реагирования на изменения температуры. Платиновые чувствительные элементы обладают высоким показателем ударной и вибрационной прочности [2]. Платиновые датчики температуры благодаря особым свойствам платины имеют следующие преимущества по сравнению с термисторами, полупроводниковыми термодатчиками и термопарами:

- высокая точность измерений (погрешность при 0 °С составляет $\pm 0,1$ °С), при этом у термопары погрешность составляет $\pm 0,2-0,25$ °С,
- почти линейная зависимость сопротивления от температуры,
- высокая чувствительность,
- широкий диапазон измеряемых температур: $-196...1000$ °С,
- высокая долговечность, надёжность и долгосрочная стабильность [3].

Определившись с материалом чувствительного элемента, перейдем к его структуре. Структура должна отвечать некоторым требованиям: возможность её изготовить в небольших размерах, располагаться под датчиком и максимально

точно принимать сведения о температуре исследуемого элемента, иметь высокий коэффициент самонагрева.

Исследуя структуру в виде пластины и меандра, проведем эксперимент. Возьмём структуры пластины и меандра, выполненные из платины толщиной 2 мкм. Разместим структуры под тепловыделяющим элементом мощностью 5,6 Вт, помещенным в окружающую среду, с температурой воздуха +25 °С. Контрольные точки расположенные по краям и в центре структур (рис. 2). Значения температуры после 30 с включения приведены на рис. 3.

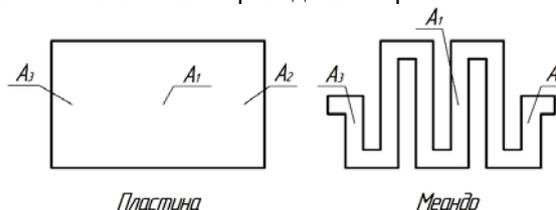


Рис. 2. Расположение контрольных точек на структурах

Контр. точка	Тепловыделяющий элемент	Меандр	Пластина
A1	154 °C	154 °C	154 °C
A2	153,99 °C	153,99 °C	153,99 °C
A3	153,99 °C	153,99 °C	153,99 °C

Рис. 3. Значение температуры контрольных точек

Полученные температурные показатели у структур одинаковы и идентичны температуре тепловыделяющего элемента. Время прогрева структур, показанные на рис. 4, имеет незначительную разницу, что никак не скажется на результатах измерения. Нагрев измеряемого элемента и нагрев датчика идут одновременно. Время нагрева и точность измерения доказывают эффективность расположения датчиков температуры под тепловыделяющим элементом. При одинаковых характеристиках структура пластины имеет больший объём. При выборе структуры чувствительного элемента, находящегося в структуре печатной платы, используем меандр.

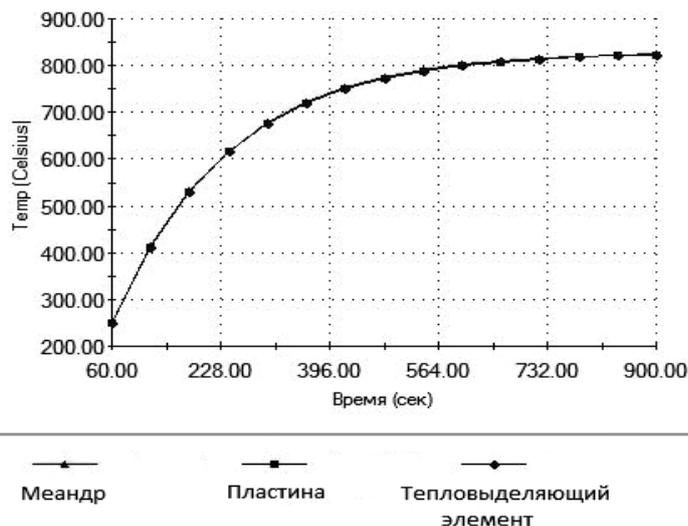


Рис. 4. Время нагрева структуры меандра, пластины и тепловыделяющего элемента

У датчиков на основе платиновых чувствительных элементов практически отсутствует термоэлектрический эффект, поэтому применять дополнительные меры по его компенсации нет необходимости. Поскольку платиновые термосопротивления фактически являются твердотельными, допустимые воздействия на них мало отличаются от аналогичных параметров для микросхем, что позволяет устанавливать их в конструкцию совместно [4].

Заключение. Практическая часть эксперимента была описана в [5]. На основе проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Осуществлять контроль температуры элементов печатного узла можно с помощью подсистемы, которая располагается в структуре печатного узла и состоит из датчиков, выполненных в структуре меандра.

2. Расположение датчиков снизу элемента позволит производить точные измерения, так как на датчик не действует температура окружающей среды.

3. Предложенная подсистема измерения температуры элементов печатного узла, отличается от существующих: надежность, быстрое время реагирования на изменение температуры, точность измерений.

Литература

1. Кравцов Н.И. Дистанционный контроль температуры элементов на печатных узлах спутниковой РЭА / Н.И. Кравцов, В.П. Алексеев, А.С. Шостак // Радиотехника, электроника и связь. Омск, 2013. С. 462–465.

2. Ядевич А.И. Тонкопленочные платиновые чувствительные элементы для термометров сопротивления / А.И. Ядевич // Новые измерительные приборы и оборудование. 2010. №3. С. 52–55.

3. Ядевич А.И. Платиновые тонкопленочные датчики температуры фирмы Heraeus Sensor Technology // Тонкопленочные датчики температур. 2006. №6.

4. Сенсорика. Платиновые датчики температуры HERAEUS [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.sensorica.ru/docs/heraeus.shtml>, свободный (дата обращения: 25.08.2014).

5. Алексеев В.П. Математическое моделирование процессов термоустойчивости в конструкциях РЭС: учеб. пособие по групповому проектному обучению для студентов специальности 210201 «Проектирование и технология радиоэлектронных средств» / В.П. Алексеев, В.М. Карабан. Томск, 2012. 152 с.

УДК 004.3.052.32

ЦИФРОВОЙ ПОЛИФАЗНЫЙ КИХ-ФИЛЬТР НА БАЗЕ ПРОГРАММИРУЕМОЙ ЛОГИЧЕСКОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ (ПЛИС)

А.В. Крючков, И.А. Стройкин, Д.А. Покаместов

Рассмотрена возможность реализации цифровых фильтров с применением полифазного разложения на базе ПЛИС.

Предложен алгоритм для уменьшения требуемых вычислительных возможностей при использовании полифазного разложения.

Ключевые слова: полифазное разложение, цифровой фильтр.

Актуальные проблемы в цифровой обработке сигналов. В современных сетях мобильной связи 4G (LTE, WiMax) требуются большие вычислительные

мощности и быстродействие. Одним из возможных решений этого является применение ПЛИС и оптимальных алгоритмов и структур на его базе. Одним из них является полифазное разложение.

Полифазное разложение последовательности. Оно состоит в представлении последовательности как суперпозиции M подпоследовательностей, каждая из которых состоит из всех M -х значений подходящим образом сдвинутой версии самой последовательности. Применение такого разложения к импульсной характеристике фильтра приводит к эффективной реализации структур линейных фильтров.

Пример импульсной характеристики $h(n)$, разложенной на M последовательностей $h_k(n)$ следующим образом [1]:

$$h_k(n) = \begin{cases} h(n+k), & \frac{n}{M} \in Z, \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (1)$$

Сдвинув надлежащим образом составные части, можно восстановить исходную импульсную характеристику:

$$h(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h_k(n+k). \quad (2)$$

На основе формул (1) и (2) на практике реализуем фильтр низкой частоты с конечной импульсной характеристикой [2, 3].

Для исследования зададимся следующими параметрами:

- порядок фильтра $N = 32$,
- частота среза $f_{\text{ср}} = 5$ МГц,
- скорость чтения и записи данных $f_R = 50$ МГц,
- тактовая частота ПЛИС* $f_T = 25$ МГц.

Базой для проектирования использовалась отладочная плата DE0-Nano с внутренней тактовой частотой 50 МГц. Данной скорости обработки нам достаточно, но для изучения возможности полифазного разложения мы эмулируем структуру данного проекта. В частности, блоки цифровой фильтрации будут работать на пониженной частоте в 25 МГц.

Для корректной обработки данных требуется, чтобы $f_T = f_R$. Как видно, данное правило у нас не выполняется в рамках эмуляции работы проекта, $f_T < f_R$, поэтому перейдем к полифазной реализации фильтра.

Коэффициент полифазного разложения будет равным

$$M = \frac{f_T}{f_R}, \quad (3)$$

$M = 2$, следовательно, разбиваем коэффициенты ИХ ЦФ на 2 последовательности (в данном случае четная и нечетная составляющие).

Для исследований работы полифазного фильтра мы внутри ПЛИС эмулируем следующую структуру проекта (рис. 1). Полученный результат приведен на рис. 2.

– Входные данные будут подаваться с частотой 50 МГц, демultipлексор будет разделять их между ЦФ с четными и нечетными составляющими, что будет соответствовать скорости считывания с их стороны в 25 МГц.

– На выходе каждого ЦФ сигнал будет идти с частотой 25 МГц. Чтобы на выходе системы получить скорость данных 50 МГц, поставим мультимultipлексор для объединения потоков информации.

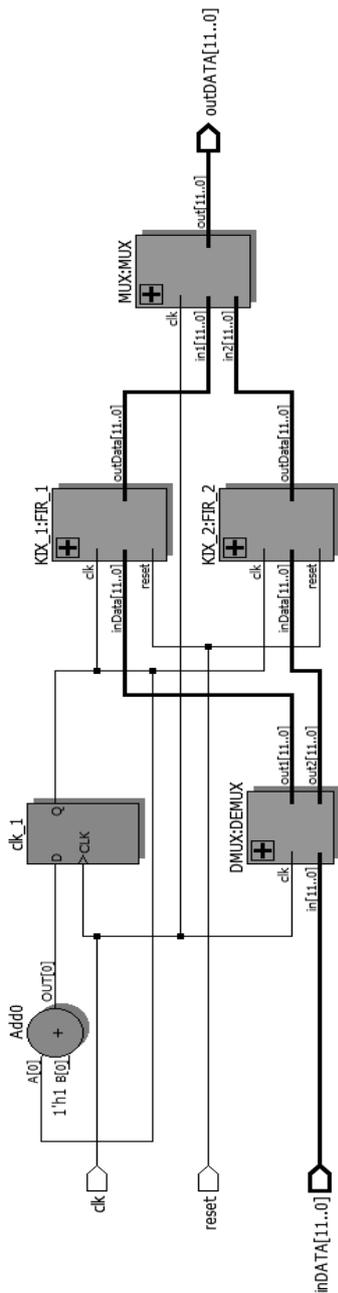


Рис. 1. Структура проекта

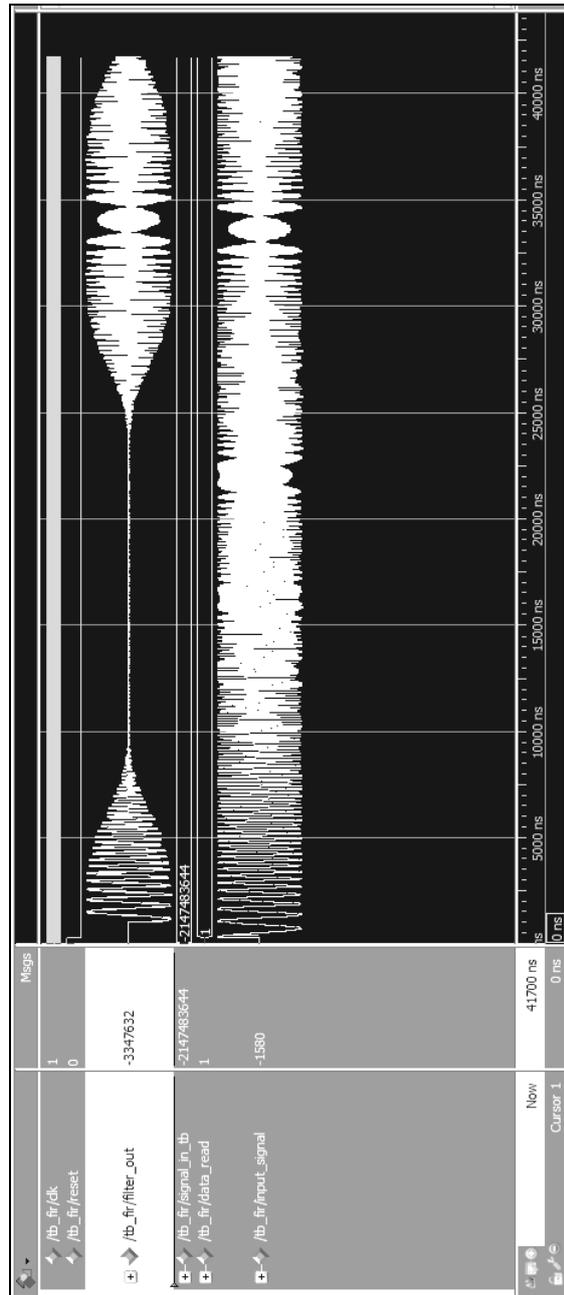


Рис. 2. Полученный результат

На рис. 2 представлен входной сигнал с изменением частоты от 1 до 25 МГц, а также выходной сигнал, полученный на выходе полифазного ФНЧ с частотой среза на 5 МГц.

Заключение. Реализованная структура цифрового фильтра с полифазным разложением требует меньшей скорости обработки данных на ПЛИС в два раза по сравнению с прямой реализацией ЦФ без ущерба производительности, что впоследствии уменьшает конечную стоимость всей системы.

Литература

1. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: 2-е изд. / пер. с англ. М.: ООО «Бином-Пресс», 2009. 656 с.
2. Стешенко В.Б. ПЛИС фирмы ALTERA: проектирование устройств обработки сигналов. М.: ДОДЭКА, 2000. 128 с.
3. Максфилд К. Проектирование на ПЛИС. Курс молодого бойца. М.: Изд. дом «Додэка-XXI», 2007. 408 с.

УДК 621.314.26

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ УВЧ-ДИАПАЗОНА

А.В. Паращинец

Рассмотрен принцип работы преобразователя частоты на интегральном активном смесителе LT5560.

Ключевые слова: преобразователь частоты.

Преобразователь частоты – радиоэлектронное устройство для преобразования электрического (электромагнитного) сигнала путём переноса его спектра на некоторый интервал по оси частот. Преобразователь частоты применяется, главным образом, в супергетеродинных радиоприёмниках, а также в различных радиоизмерительных приборах – селективных вольтметрах, анализаторах спектра, измерителях модуляции и девиометрах, установках для измерения ослаблений. Его применение в этих случаях позволяет снизить рабочую частоту основного тракта усиления и селекции сигнала (тракта ПЧ), также сделать этот тракт непереустройваемым, т.е., для настройки радиоприёмника на разные несущие частоты изменяется частота гетеродина преобразователя, несущая частота выходного сигнала, называемая промежуточной частотой, остаётся неизменной.

На рис. 1 представлена упрощенная структурная схема преобразователя частоты (далее по тексту – ПЧ), состоящая из интегрального активного смесителя LT5560, выбор которого обусловлен наиболее приемлемыми техническими характеристиками [1], и фильтра низких частот LFCN-575+. Рассмотрим принцип работы ПЧ исходя из упрощенной структурной схемы. На вход смесителя (LT5560) поступает входной сигнал (U_{RF}) частотой 2 ГГц, а также сигнал гетеродина (U_{LO}) частотой 1,6 ГГц. Результатом работы смесителя будет являться образование множества комбинационных гармоник частотой (1)

$$f_{ПЧ} = \pm n \cdot f_{Гет} \pm m \cdot f_c. \quad (1)$$

Известно [2], что амплитуды полученных комбинационных гармоник пропорциональны амплитудам исходных спектральных составляющих, таким образом, каждый из наборов комбинационных гармоник (разностных, суммарных, кратных разностным и суммарным) эквивалентен спектру входного сигнала, сдвинутому по частоте.

Дальнейшей задачей является выделение именно тех гармоник, частота которых удовлетворяет требованиям, в нашем случае выделение гармоник с частотой 100 кГц – 750 МГц. Это достигается за счет фильтрации нижних частот.

Рассмотрение устройства ПЧ на данном уровне не отражает всех схемотехнических решений, связанных с обеспечением его работоспособности. Для более детального обзора строения ПЧ необходимо рассмотреть расширенную структурную схему ПЧ (рис. 2).

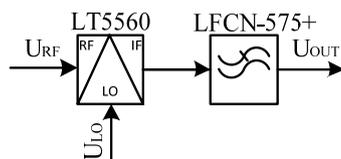


Рис. 1. Упрощенная структурная схема преобразователя частоты

Сигнал высокой частоты, обозначенный как U_{RF} , поступает на вход аттенюатора, который предназначен для приведения амплитуды сигнала до уровня, на котором может работать смеситель. Затем сигнал поступает на трансформатор, который преобразовывает сигнал из однополярного в дифференциальный, далее дифференциальный сигнал поступает на микросхему LT5560. В микросхеме есть встроенный усилитель, который подает усиленный сигнал непосредственно на смеситель. Также на схему смесителя подается дифференциальный сигнал гетеродина U_{LO} , преобразование сигнала из однополярного в дифференциальный происходит на трансформаторе, выполненном на LC-компонентах.

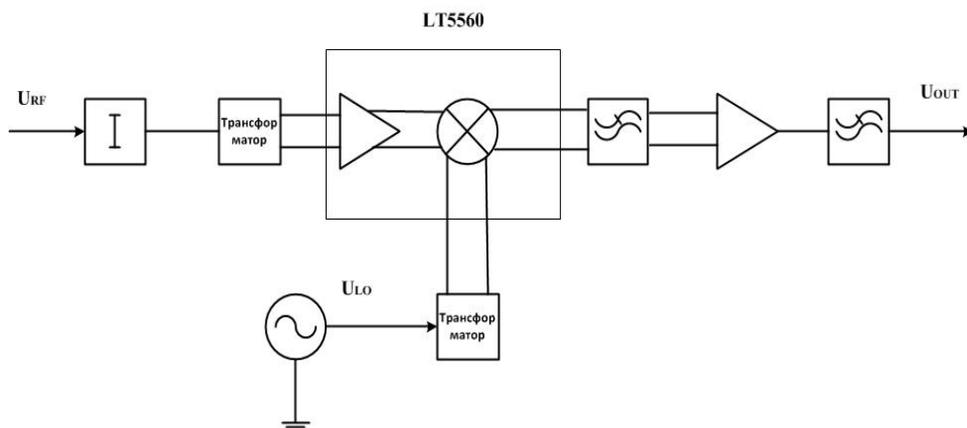


Рис. 2. Расширенная структурная схема преобразователя частоты

На выходе смесителя – низкочастотный диапазон (от 100 кГц до 750 МГц), поэтому решение в виде трансформатора, осуществляющего преобразование из дифференциального сигнала в однополярный, неприемлемо (трансформаторы на диапазоне частот 100 кГц – 750 МГц не встречаются в продаже). Поэтому дифференциальный сигнал подается на вход дифференциального усилителя, один выход которого нагружен сопротивлением номинала 100 Ом (номинал сопротивления был выбран опытным путем), с другого выхода снимается однополярный сигнал. Далее усиленный однополярный сигнал поступает на фильтр нижних частот LFCN-575+, который производит дополнительную фильтрацию сигнала. После фильтрации на выходе имеется неискаженный сигнал требуемой частоты.

Разработанное устройство применено в блоке формирования сигнала векторного анализатора цепей S2026 производства «НПК ТАИР». В составе блока преобразователь частот показал следующие характеристики:

- диапазон частот входного сигнала: 1600–2350 МГц;
- диапазон частот выходного сигнала: 100 кГц – 750 МГц;
- частота гетеродина: 1600 МГц;
- коэффициент преобразования: –5 дБ.

В настоящее время ведётся модернизация схемы преобразователя частот для работы на более высоких частотных диапазонах.

Литература

1. LT5560 – Linear Technology [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/5560f.pdf>, свободный (дата обращения: 29.04.2014).

2. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М.: Радио и связь, 1991. 264 с.

УДК 621.391

МОДЕЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Н.С. Писаренко

Рассмотрена модель системы ММО (2x2) с независимыми федингами и шумами каналов. Реализовано модельное представление системы ММО (2x2) в среде Simulink.

Ключевые слова: ММО, пространственно-временное кодирование, схема Аламоути.

В настоящее время неуклонно растет спрос на широкополосные услуги, подчас людям требуется мгновенный доступ к огромным объемам информации, при этом современным пользователям услуг необходимо, чтобы доступ можно было осуществить из любого места без привязки к офисной или домашней сети и с высоким качеством.

В условиях ограниченного частотного ресурса и при всё возрастающих требованиях к скорости передачи данных возникает потребность в повышении спектральной эффективности систем радиосвязи. Одной из технологий, многократно повышающей их спектральную и/или энергетическую эффективность (по сравнению с традиционными системами радиосвязи с одной передающей антенной), является технология пространственно-временного кодирования (STC). Пространственно-временное кодирование реализуется в системах с несколькими антеннами на передающей стороне и несколькими антеннами на приемной стороне, в так называемых системах ММО (Multiple Input – Multiple Output, множественный ввод – множественный вывод). Схема , в которой каждое приемопередающее устройство имеет одну единственную антенну, получило название SISO (Single Input – Single Output, единственный ввод – единственный вывод), а схема с одной передающей и несколькими приемными антеннами – SIMO (Single Input – Multiple Output, единственный ввод – множественный вывод).

ММО-направление включает в себя разнородное семейство методов, которые можно условно классифицировать в соответствии с принципом разделения сигналов в приемном устройстве. В общем случае технология ММО подразумевает, что каждое радиотехническое устройство, участвующее в обмене данными, будет иметь несколько антенн [1].

Систему с ММО, состоящую из передатчика, имеющего N_t антенн, и приемника, имеющего N_r антенн, можно изобразить в виде, представленном на рис. 1.

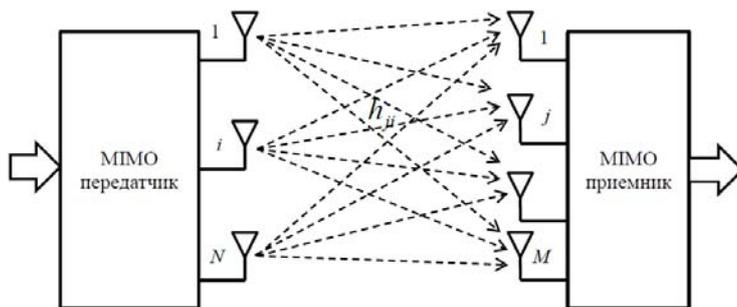


Рис. 1. Схематическое изображение приемопередающей системы с ММО

Существует два основных вида STC-кодов – пространственно-временные решетчатые коды (STTC) и пространственно-временные блочные коды (STBC).

Автором первого из них является Сиаваш Аламоути (Siavash Alamouti). Этот блочный код, получивший название в честь автора, предназначен для систем ММО с двумя передающими антеннами. Схема Аламоути обеспечивает значительное разнесение сигналов и повышение скорости передачи информации либо снижение вероятности ошибочной передачи за счет введения ортогональности по фазе между одновременно передаваемыми сигналами и парами сигналов, последовательно излучаемых каждой антенной.

В схеме Аламоути символы разделяются на пары – четный и нечетный биты. Для их передачи требуется два интервала времени τ_n . В первом интервале передающая антенна 1 будет излучать сигнал символа $\overline{s_{2i-1}}$, в то время как антенна 2 – сигнал символа $\overline{s_{2i}}$. В следующем временном интервале антенна 1 передает сигнал, сформированный из $\overline{s_{2i}}^*$, а антенна 2 – из $\overline{s_{2i-1}}^*$. Причем операции сопряжения и отрицания применяются ко всем комплексным отсчетам символа.

Кодовая матрица схемы Аламоути имеет вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}.$$

Декодирование сигналов происходит в два этапа. На первом этапе компоненты, учитывающие влияние АБГШ (аддитивный белый гауссовский шум), принимаются равными нулю, производится преобразование Фурье, и линейный приемник вычисляет оценочные значения переданных отсчетов. Второй этап декодирования заключается в том, что по стратегии наибольшего правдоподобия из множества Z выбирается тот отсчет, который бы минимизировал расстояние между ним и его оценочным значением, полученным на первом этапе [2].

Обычно передачу и прием описывают в векторно-матричной постановке, используя матрицы каналов передач. В нашем случае в среде Simulink была построена функциональная модель системы ММО (2×2) с независимыми федингами и шумами каналов.

В результате проделанного модельного эксперимента был построен график зависимости величины битовой ошибки от отношения сигнал/фединг канала при гауссовских шумах каналов передач с дисперсией $\sigma=1/2$, как для системы ММО.

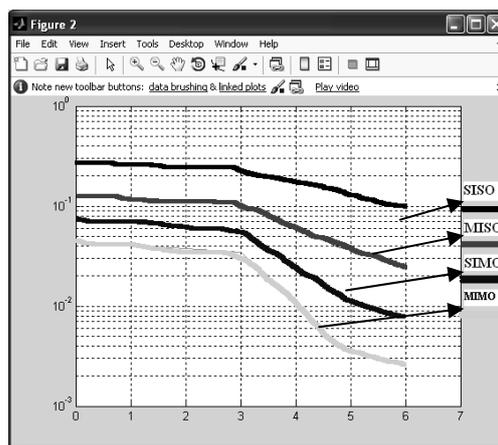


Рис. 2. График зависимости вероятностей битовой ошибки от отношения сигнал/фединг канала при гауссовских шумах каналов передач с дисперсией $\sigma = 1/2$

Из полученных результатов можно сделать вывод, что использование технологии MIMO позволяет обеспечить существенно меньшую вероятность битовой ошибки при тех же значениях отношения сигнал/шум, что и для случаев SISO, SIMO, MISO. Уменьшение дисперсии шумов каналов передач приводит к увеличению выигрыша по помехоустойчивости.

Таким образом, результаты моделирования подтверждают адекватность исследуемой Simulink-модели.

В целом теория обработки сигналов в MIMO-системах переживает бурное развитие – этап становления. Существенно, что прогресс в эволюции MIMO-систем привел к появлению специализированных микросхем для соответствующей обработки сигналов, резко удешевляющих производство оборудования и создающих предпосылки для широкого внедрения MIMO-технологии в средствах связи.

Литература

1. Слюсар В.И. Системы MIMO: принципы построения и обработка сигналов // Электроника: наука, технология, бизнес. 2006. №8. С. 52–58.
2. Рашич А.В. Сети беспроводного доступа WiMAX: учеб. пособие / А.В. Рашич. СПб.: Изд-во политех. ун-та, 2011. 179 с.

УДК 621.398

СТРАТЕГИЯ КОНТРОЛЯ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ МЕТОДОМ КРИТИЧЕСКИХ ПИТАЮЩИХ НАПРЯЖЕНИЙ

Д.С. Пивоваров, Н.Н. Номоконова, В.Ю. Гаврилов

Формулируются особенности прогнозирующего контроля современных микроэлектронных устройств.

Ключевые слова: информативные параметры, критические питающие напряжения, контроль технических свойств.

Представленные в данной работе сведения являются продолжением публикаций, связанных с получением расширенной диагностической информации о

микроэлектронных интегральных устройствах (ИС) для косвенной индивидуальной оценки их надежности методом критических питающих напряжений [1, 2]. Как известно, надежность одной и той же продукции имеет тенденцию к повышению в ходе освоения и совершенствования технологии изготовления ИС, а также с ростом серийности. В этом плане интересно проанализировать изменение информативных параметров в партиях микросхем различных лет выпуска. Такую постановку задачи можно определить как некую аналитическую оценку стратегии долговременного использования указанного выше метода контроля ИС [3].

Контролю и анализу технического состояния подверглись 2 партии операционных усилителей (ОУ) КФ140УД7, выпущенных в 1998 и 2012 гг., у которых были исследованы частотные зависимости критических напряжений. Кроме того, для сравнения аналогичной проверке были подвергнуты полные зарубежные аналоги данных ОУ ($\mu A741$), а также совместимые по выводам микросхемы высокочастотных ОУ.

Ниже в графическом отображении представлены результаты тестирования. Прежде всего, были протестированы ИС КФ140УД7, изготовленные в 1998 г. (партия из 61 ИС), затем ИС, изготовленные в 2012 г. (партия из 100 ИС). Ниже представлены графики зависимости запаса критических напряжений от частоты тестирования ($\Delta E_{кр}(f_T)$) (рис. 1 и 2).

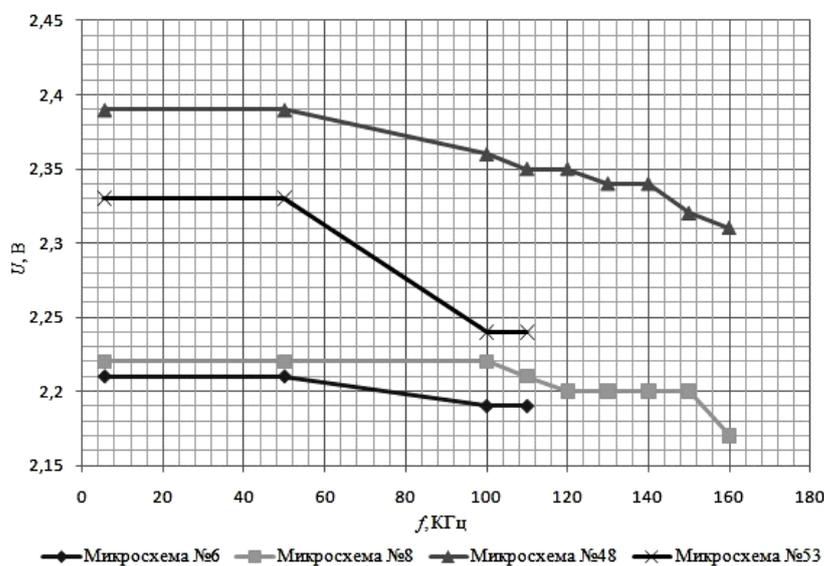


Рис. 1. График зависимости $\Delta E_{кр}(f_T)$ для ИС КФ140УД7 отечественного производства 1998 г.

Из графиков видно, что такой показатель, как частота тестирования (f_T) современных ИС КФ140УД7, должна выбираться достаточно высокой, так как эти ИС более быстродействующие (следствие постоянного усовершенствования технологии изготовления последних).

Далее исследовались 3 интегральные схемы $\mu A741$ компании STMicroelectronics (аналог ИС КФ140УД7). Результаты тестирования ИС $\mu A741$ приведены на графике зависимости $\Delta E_{кр}(f_T)$ (рис. 3). Обнаружено, что запас по такому параметру, как f_T , в разы меньше. Предположительно это можно обосновать тем, что компания STMicroelectronics, добившись совершенства в производ-

стве, уже давно не вносит никаких изменений в технологию изготовления данных ИС.

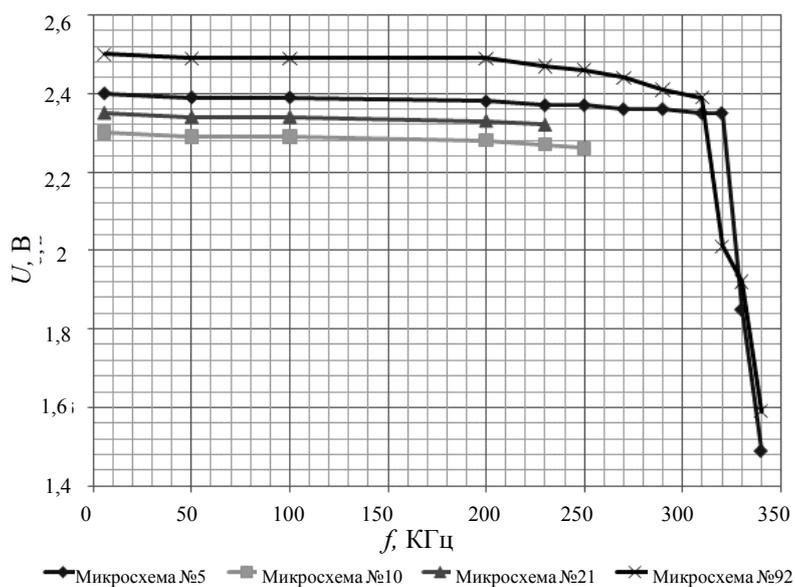


Рис. 2. График зависимости $\Delta E_{кр}(f_t)$ для ИС КФ140УД7 отечественного производства 2012 г.

Затем были протестированы ИС, представляющие собой сдвоенный операционный усилитель МС33202 компании On Semiconductor (всего 4 ИС). Отметим, что эти микроисхемы совместимы по выводам с предыдущими ИС. Результаты тестирования ИС МС33202 приведены на рис. 4.

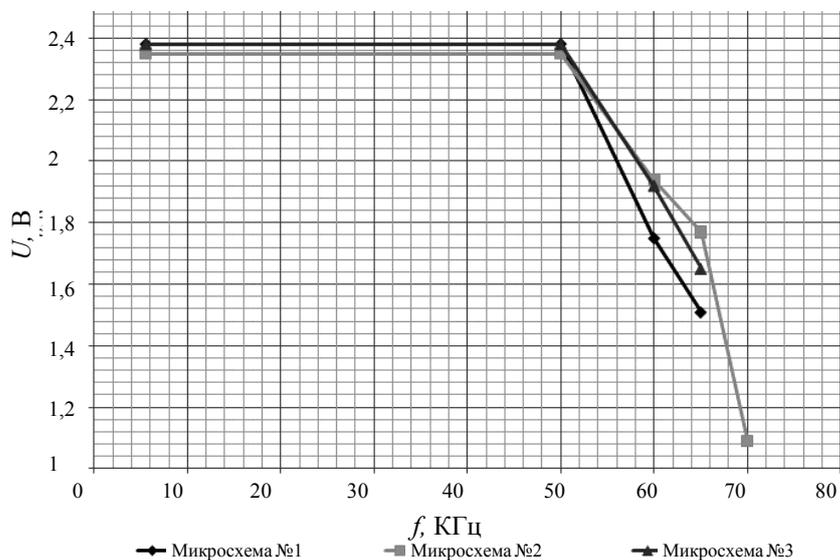


Рис. 3. График зависимости $\Delta E_{кр}(f_t)$ для ИС μА741 зарубежного производства

Оказалось, что данные ИС по параметру (f_T) схожи с аналогичным показателем современных ИС КФ140УД7, но параметр $\Delta E_{кр}$ больше на 1 В. Это обосновано тем, что ИС МС33202 имеют систему «Rail to Rail», т.е. работают при самых минимальных напряжениях, что и отобразилось в информативном параметре $\Delta E_{кр}(f_T)$.

Последними были протестированы ИС AD825 производства зарубежной компании Analog Devices. Данные ИС представляют собой высокочастотные ОУ (протестировано 3 ИС). По результатам тестирования ИС AD825 построен график зависимости $\Delta E_{кр}(f_T)$ (рис. 5).

Отображенные на графике данные подтверждают, что эти ИС высокочастотные, так как показатель f_T в несколько раз выше, чем у остальных исследованных ИС.

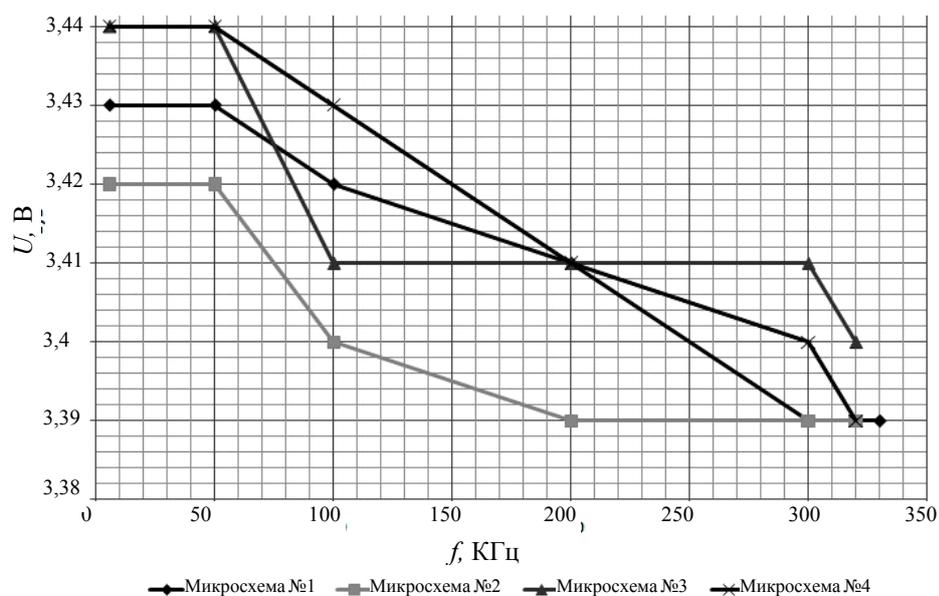


Рис. 4. График зависимости $\Delta E_{кр}(f_T)$ для ИС МС33202 зарубежного производства

Была также отмечена следующая особенность. Как известно, каждый тип ИС имеет свою сигнатуру, так называемую подпись. Обнаружено, что у ИС МС33202 и AD825 сигнатура не совпадает с ИС КФ140УД7 и $\mu A741$ (сигнатура у ИС КФ140УД7 и $\mu A741$ – 01ED, а у ИС МС33202 и AD825 – 01AD). В результате подробного сравнения электрических принципиальных схем тестируемых ИС обнаружено отличие: использование диодов Шоттки на входах ОУ ИС МС33202 и ИС AD825. За счет этих дополнительных элементов происходит изменение выходного сигнала, принимаемого системой контроля, и как следствие изменение сигнатуры.

По результатам исследований сделан вывод о том, что метод критических питающих напряжений информативен в смысле сравнения технического состояния различных ИС. Четко наблюдаются технические отличия для ИС КФ140УД7 разных годов производства. Также это наблюдается в результатах исследований ИС ОУ зарубежного производства. Каждая из особенностей ИС зарубежного производства отобразилась на графиках зависимости $\Delta E_{кр}(f_T)$, будь то система питания «Rail to Rail» или высокочастотные ОУ.

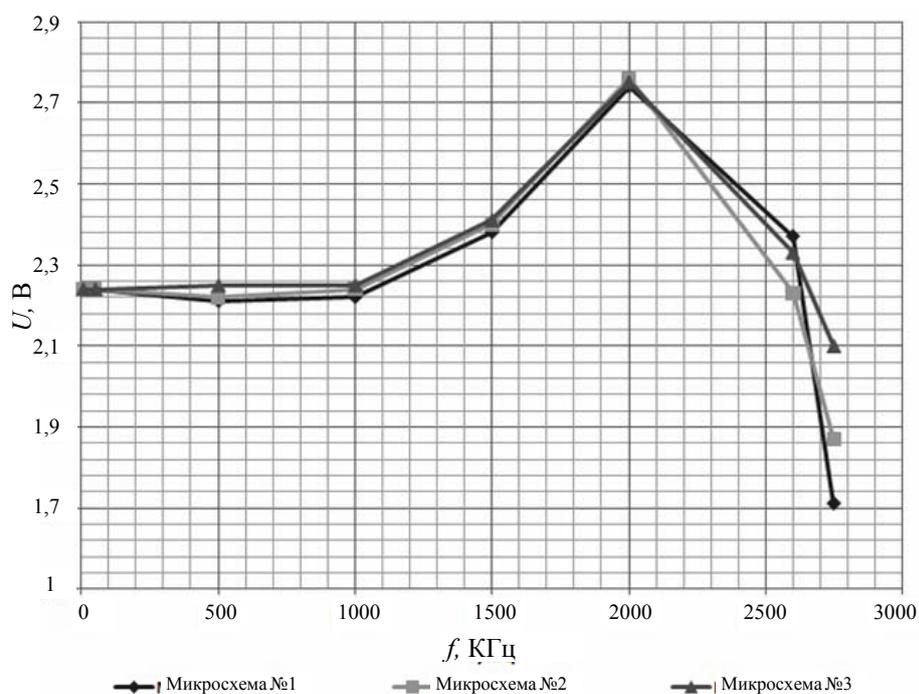


Рис. 5. График зависимости $\Delta E_{кр}(f_i)$ для ИС AD825 зарубежного производства

Таким образом, системы контроля и применение различных информативных параметров, связанных с критическими питающими напряжениями, позволяют группировать ИС по классам качества, что крайне актуально.

Литература

1. Номоконова Н.Н., Пивоваров Д.С., Алмина Н.А. Принятие решения по результатам контроля микросистемных устройств // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. Томск. 2010. № 2(22), ч. 2. С. 36–37.
2. Номоконова Н.Н., Гаврилов В.Ю., Пивоваров Д.С. Особенности контроля технического состояния программируемых больших интегральных схем // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. Томск, 2012. № 1(25), ч. 1. С. 15–18.
3. Номоконова Н.Н., Гаврилов В.Ю., Алмина Н.А. Контроль микросистемных устройств методом критических питающих напряжений // Информатика и системы управления. 2010. № 1(23). С. 115–120.

УДК 621.396.62

ЧАСТОТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ В ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ СИГНАЛОВ РЛС

А.С. Подстригаев

Предложено одновременное использование двух технических решений в приемном устройстве матричного типа с цифровой обработкой сигналов, позволяющее упростить настройку устройства и уменьшить влияние внутренних помех. Рассмотрены ограничения для данной схемы. В графическом и

формульном виде описан частотный план приемного устройства. Получены выражения, полезные при проектировании.

Ключевые слова: приемное устройство, матричный приемник, частотный план.

Матричный приемник. Для обеспечения возможности приема априорно неизвестных радиолокационных сигналов необходимы широкополосные приемные устройства. Такие устройства строятся по сканирующей, многоканальной либо матричной схеме [1, 2].

Наиболее оптимальным является матричный приемник, исключающий пропуск сигнала и обладающий приемлемыми массогабаритными характеристиками. В матричном приемнике [1–3] входной сигнал, попадая в первую ступень, разделяется по частоте на несколько каналов и преобразуется в единый для всех каналов первой ступени диапазон промежуточных частот (ПЧ). Далее сигнал ПЧ поступает на следующую ступень, где снова разделяется по частоте и переносится во второй диапазон ПЧ (единый для всех каналов второй ступени) и т.д. до последней ступени. Каждый частотный канал во всех ступенях снабжается индикатором, указывающим номер сработавшего канала. По набору сработавших индикаторов определяют частоту принятого сигнала.

Однако такой приемник требует трудоемкой процедуры настройки. Вероятны также искажения, вызванные работой гетеродинов, чья мощность при корректной работе превышает мощность полезного сигнала не менее чем на порядок. А в случае работы в широком динамическом диапазоне при приеме слабых сигналов эта разница значительно увеличивается.

Поэтому целесообразно использование только первой ступени матричного приемника с последующей цифровой обработкой сигнала ПЧ. В настоящее время верхняя частота обрабатываемых сигналов может достигать 6 ГГц [4], а это означает, что ширина каждого канала обработки может достигать той же величины.

Для упрощения настройки и снижения помех, вызванных работой гетеродинов, предлагается использование следующих технических решений:

- работа каждого гетеродина на два смесителя (количество гетеродинов уменьшается в два раза по сравнению с типовой схемой включения, что упрощает регулировку и еще более улучшает массогабаритные показатели);

- использование резистивных смесителей с субгармонической накачкой [5, 6], работающих на частоте второй гармоники сигнала гетеродина (необходимые частоты гетеродинов в 2 раза меньше и не попадают в диапазон входного сигнала, что позволяет уменьшить требования к экранированию в преобразовательном узле каждого канала и получить более высокую чувствительность).

Ограничения. Указанные решения предполагают наличие двух ограничений.

Первое: сигналы гетеродинов не должны находиться в частотном диапазоне принимаемых сигналов. Это позволяет уменьшить требования к экранированию преобразователей частоты и гетеродинов, обеспечить широкий динамический диапазон приемника.

Второе: реализация широкополосных СВЧ-устройств в нижней части диапазона рабочих частот (ДРЧ). Данная трудность возникает при расширении полосы обрабатываемых сигналов в область нижних частот с одновременным сохранением ширины канала обработки. Поскольку ширина полосы ПЧ остается фиксированной, относительная полоса пропускания канальных фильтров расширяется,

и возникают трудности в обеспечении крутизны спада АЧХ фильтра при сохранении низкой неравномерности характеристики в полосе пропускания. Аналогично усложняется реализация смесителей и других узкополосных устройств. Данное ограничение необходимо учитывать при выборе ширины каналов обработки. В то же время максимально допустимая полоса пропускания одного канала определяется, исходя из требований к чувствительности. Соответственно определяется и минимальное количество каналов.

Частотный план. Исходя из выбранных решений, количество каналов должно быть четным, а ширина каналов должна быть одинаковой. Тогда частотный план приемного устройства в общем случае будет выглядеть так, как показано на рис. 1.

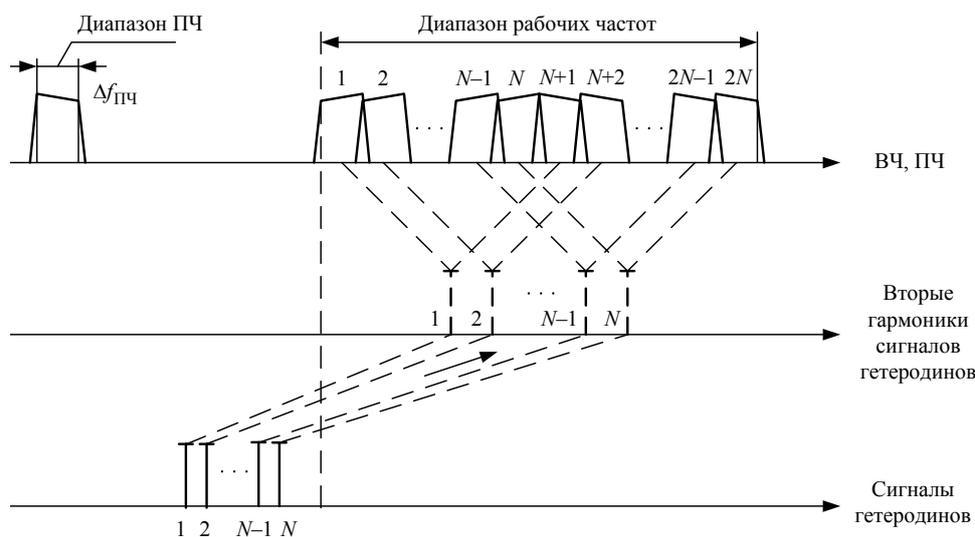


Рис. 1. Частотный план приемного устройства

Все частоты подобраны так, что диапазон ПЧ является общим для всех каналов. В результате преобразования для половины каналов спектр инвертируется. При этом для удобства спектр ПЧ изображен одинаковым для обоих типов преобразований, а развернутой оказывается левая половина каналов. Эта особенность учитывается при дальнейшей обработке сигнала.

Одним из решений является использование смесителей, работающих на частоте второй гармоники сигнала гетеродина. На рис. 1 частоты гетеродинов указаны сплошными линиями, а гармоники, необходимые для получения диапазона ПЧ, – пунктирными. При этом можно сформулировать простую систему уравнений, определяющую частотный план широкополосного приемного устройства:

$$\begin{cases} f_{\text{ПЧ}} = \pm(f_{\text{ВЧ}} - 2f_{\Gamma}); \\ f_{\text{ПЧ}} \geq 0; \\ f_{\Gamma} < f_{\text{Н}}, \end{cases}$$

где $f_{\text{ПЧ}}$ – промежуточная частота; $f_{\text{ВЧ}}$ – частота входного сигнала; f_{Γ} – частота гетеродина, $f_{\text{Н}}$ – нижняя граница диапазона рабочих частот приемного устройства.

Здесь первое выражение определяет известный закон преобразования частоты, отличающийся лишь частотой сигнала гетеродина, которая взята в два раза меньшей, учитывая использование смесителей с накачкой на половинной частоте. Второе выражение является условием физической реализуемости. И, наконец, третья строка формулирует условие отсутствия мощных гетеродинных сигналов в диапазоне рабочих частот.

Последнее условие является особенно актуальным при получении широкого динамического диапазона (ДД), поскольку мощность сигнала гетеродина должна обеспечивать работу смесителя при самых мощных входных воздействиях (т.е. в верхней части ДД), но при наличии сильного сигнала гетеродина в диапазоне рабочих частот внутри преобразовательного узла труднее достичь высокой чувствительности. Таким образом, затрудняется работа в нижней части ДД. Исключение попадания сигнала гетеродина f_H в диапазон рабочих частот упрощает расширение ДД.

Особенности проектирования. Учитывая вышперечисленные особенности построения, можно заметить и формализовать ряд полезных при проектировании особенностей.

Так, получено выражение, определяющее минимальную ширину ДРЧ принимаемого сигнала Δf_c для заданного диапазона ПЧ $\Delta f_{ПЧ}$:

$$\Delta f_c = 2(2f_{ПЧН} + \Delta f_{ПЧ}),$$

где $f_{ПЧН}$ – нижняя граница диапазона ПЧ, $\Delta f_{ПЧ} = f_{ПЧВ} - f_{ПЧН}$, $f_{ПЧВ}$ – верхняя граница диапазона ПЧ.

Выражение можно преобразовать к более простому виду:

$$\Delta f_c = 2(2f_{ПЧН} + \Delta f_{ПЧ}) = 2(2f_{ПЧН} + f_{ПЧВ} - f_{ПЧН}) = 2(f_{ПЧН} + f_{ПЧВ}).$$

Из выражения можно сделать следующие выводы. Во-первых, принимая во внимание первое ограничение, для ДРЧ, лежащего в области единиц гигагерц, реализация широкой полосы невозможна, так как для этого необходимо расширить диапазон ПЧ, и при этом частоты гетеродинов, смещаясь вправо по частотной оси, не должны попасть в диапазон рабочих частот. Однако при повышении рабочих частот расширение диапазона возможно. Во-вторых, при выбранных диапазоне ПЧ и частотах гетеродинов дальнейшее расширение ДРЧ может оказаться невозможным, поскольку сигналы гетеродинов попадут в нижнюю часть ДРЧ.

Другой особенностью построения приемного устройства является возможность расширения диапазона рабочих частот за счет использования нескольких ступеней матричного приемника, включенных параллельно. Суть подхода не сложно понять, если обратиться к частотному плану, приведенному ниже.

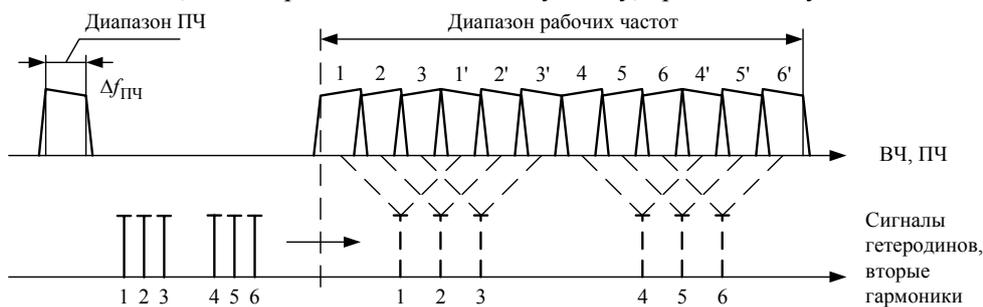


Рис. 2. Частотный план при параллельном включении двух ступеней

На этом плане представлены распределения частот двух приемных устройств, выбранные так, что частоты гетеродинов не попадают в ДРЧ ни первого, ни второго приемника. Это позволяет поместить оба приемника в один корпус и говорить о них как об одном устройстве. Несмотря на общую тенденцию расширения диапазона рабочих частот при повышении ПЧ, при объединении двух и более ступеней появляется возможность получения широкого диапазона рабочих частот при использовании относительно низких промежуточных частот.

При необходимости одна из структур может иметь более узкополосные каналы для увеличения чувствительности, повышения точности определения частоты или из других соображений.

Заключение. Рассмотренные частотные соотношения, ограничения и полезные выражения можно использовать при проектировании приемных устройств с учетом предложенных технических решений. Такие схемы целесообразно использовать в широкополосных системах, поскольку упрощение структуры устройства, его удешевление, снижение массы и габаритов, а также упрощение настройки в этом случае будут наиболее существенными.

Литература

1. Куприянов А.И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы: учеб. пособие / А.И. Куприянов, А.В. Сахаров. М.: Вузовская книга, 2007. 356 с.
2. Вакин С.А.. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки / С.А. Вакин, Л.Н. Шустов. М.: Сов. радио, 1968. 448 с.
3. Куприянов А.И. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте / А.И. Куприянов, А.В. Сахаров. М.: Вузовская книга, 2003. 528 с.
4. Smetana D. Single Board Captures, Digitizes DC to 6 GHz / D. Smetana, G. Goncher // Defense Electronics Magazine, 2013 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://defenseelectronicsmag.com/systems-amp-subsystems/single-board-captures-digitizes-dc-6-ghz>, свободный (дата обращения: 28.08.2014).
5. Белкин М.Е. Разработка МИС смесителя миллиметрового диапазона / М.Е. Белкин, Л.М. Белкин // Электроника и микроэлектроника СВЧ: Всероссийская конференция. СПб., 2012 [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://mwelectronics.ru/2012/Oral/U39_M.E.%20Belkin_Razrabotka%20MIS%20smesitel%20millimetrovogo%20diapazona.pdf, свободный (дата обращения: 28.08.2014).
6. Maas S.A. Nonlinear Microwave and RF Circuits. Norwood: Artech House. 2003. 582 p.

УДК 621.396.41

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ФАКТОРОВ, ВЛИЯЮЩИХ НА РАБОТУ АНАЛОГОВОЙ КОМПЕНСАЦИИ ПОЛНОДУПЛЕКСНОЙ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

Е.В. Рогожников, А.С. Колдомов

Произведено описание работы полнодуплексной системы беспроводной связи без частотного и временного разделения. Рассмотрены основные факторы, влияющие на уровень компенсации сигнала собственного передатчика в приемном тракте. Произведено экспериментальное исследование таких факторов. Получены зависимости влияния ошибки настройки элементов компен-

сирующего тракта на уровень компенсации. Сделаны выводы об уровне компенсации аналоговой системы, достижимые на практике.

Ключевые слова: полнодуплексная беспроводная связь, аналоговая компенсация, экспериментальное исследование.

Технология беспроводной связи, позволяющая вести одновременную передачу и прием сигналов в одной полосе частот, подразумевает, что передача сигналов между двумя удаленными приемопередающими пунктами будет производиться одновременно, при этом будет использоваться вся имеющаяся полоса частот, т.е. система связи будет работать в полнодуплексном режиме без использования частотного разделения. Для того чтобы полнодуплексная связь [1] стала реализуемой, необходимо в каждом приемопередающем пункте производить компенсацию собственного передаваемого сигнала в приемном тракте, причем необходимо производить компенсацию как в аналоговом, так и в цифровом виде. Аналоговая компенсация необходима для того, чтобы подавить мощный, прямой луч от передатчика и тем самым защитить приемный тракт от перегрузки.

Описание работы системы. Структурная схема полнодуплексной системы беспроводной связи приведена на рис. 1.

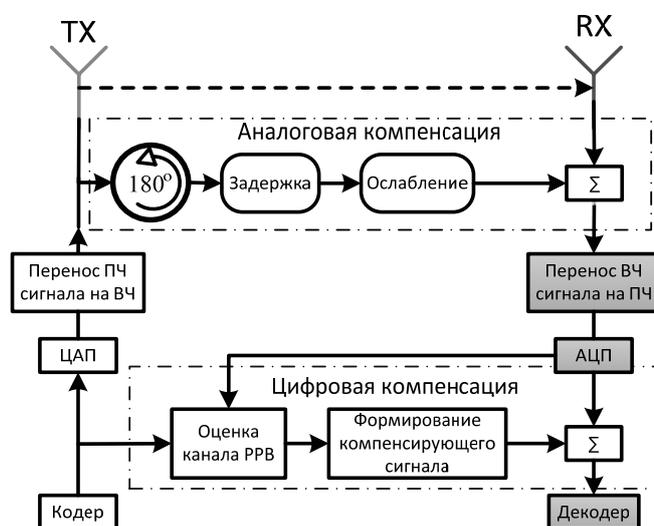


Рис. 1. Структурная схема полнодуплексной системы беспроводной связи

Аналоговая компенсация может быть выполнена различными методами [2]. Рассмотрим основные из них:

1) Аналоговая компенсация с использованием перестраиваемого фазовращателя и аттенюатора (рис. 2).

Рассматриваемый способ компенсации сигнала заключается в следующем.

Сигнал на выходе передающего тракта перед поступлением в антенну делится на два потока. Первый поток поступает в передающую антенну и излучается в эфир, второй проходит компенсирующий тракт и поступает на один из входов сумматора в приемном тракте, где складывается с сигналом-помехой в противофазе и тем самым компенсирует его. Как известно, для максимальной компенсации сигнал-помеха необходимо, чтобы компенсирующий сигнал был его копией,

но при этом был в противофазе. Для этого в компенсирующем тракте устанавливаются перестраиваемые фазовращатель и аттенюатор, изменение параметров которых позволяет максимально приблизить компенсирующий сигнал к сигналу-помехе и сложить их в противофазе.

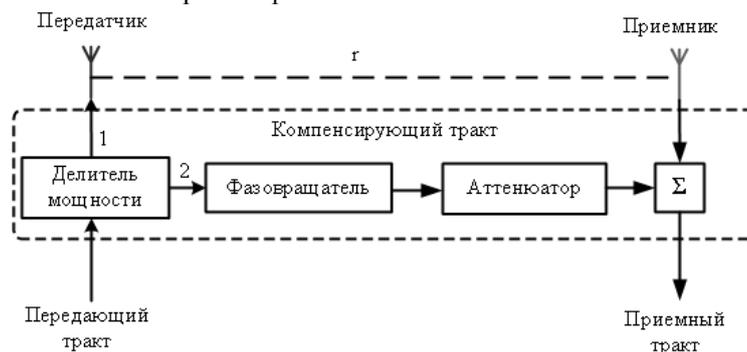


Рис. 2. Система компенсации с использованием перестраиваемого фазовращателя и аттенюатора

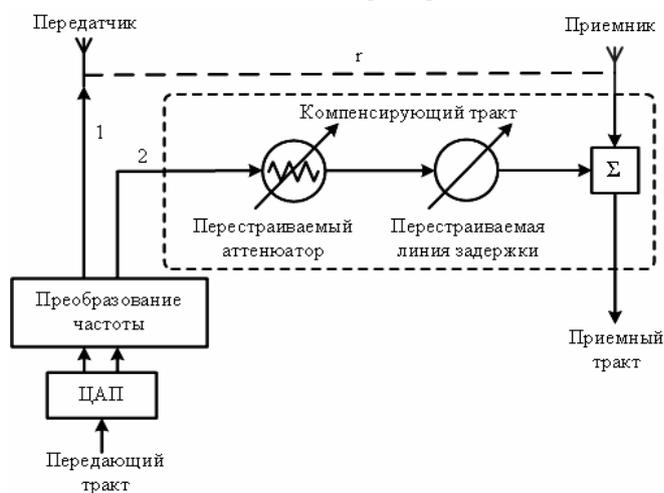


Рис. 3. Система компенсации с использованием 3-й антенны

ЦАП работает от одного тактового генератора, соответственно сигналы на выходе ЦАП будут совершенно синхронны, но в противофазе, при этом имеют одинаковую амплитуду во всей полосе занимаемых частот.

Далее остается только правильно подобрать ослабление и задержку в компенсирующем тракте и сложить сигнал-помеху с компенсирующим сигналом. Для этого в компенсирующем тракте устанавливаются перестраиваемый аттенюатор и перестраиваемая линия задержки. Данный метод в теории позволяет полностью избавиться от недостатков всех описанных выше способов аналоговой компенсации. Ошибку компенсации в данном случае будет вносить неточность настройки перестраиваемого аттенюатора и перестраиваемой линии задержки.

Экспериментальные исследования. Для проверки эффективности приведенных методов аналоговой компенсации сигнала собственного передатчика в приемном тракте были проведены несколько экспериментов. Исследовались фак-

2) Аналоговая компенсация с использованием 2-канального цифроаналогового преобразователя (рис. 3).

Предлагаемый способ аналоговой компенсации сигнала собственного передатчика в приемном тракте, заключается в том, что два сигнала противоположной полярности формируются в цифровом виде, после чего поступают на вход 2-канального ЦАП.

торы, влияющие на работу системы аналоговой компенсации полнодуплексной системы беспроводной связи, в последних 2 способах, приведенных на рис. 2 и 3.

К таким факторам можно отнести [3]:

- 1) неправильную настройку перестраиваемого фазовращателя,
- 2) неправильную настройку перестраиваемого аттенюатора,
- 3) неправильную настройку перестраиваемой линии задержки (расстояние между передающей и приемной антеннами).

Экспериментальное исследование влияния ошибки настройки перестраиваемого фазовращателя на уровень компенсации сигнала собственного передатчика в приемном тракте. Схема соединения оборудования приведена на рис. 4.

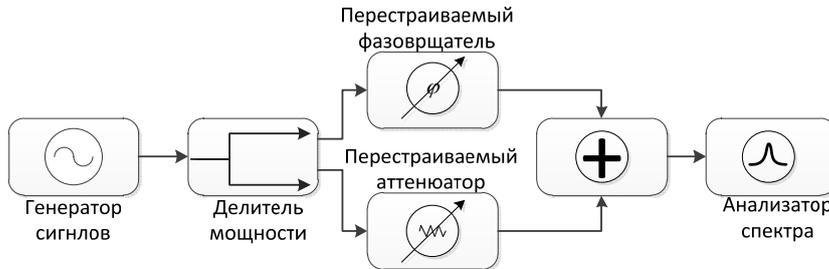


Рис. 4. Схема соединения оборудования с использованием перестраиваемого фазовращателя и аттенюатора

Генератор сигналов формирует гармонический сигнал на частоте 900 МГц. Сигнал поступает на вход делителя мощности, с первого выхода которого сигнал поступает на вход перестраиваемого фазовращателя, а со второго выхода – на вход перестраиваемого аттенюатора. Настройка перестраиваемого аттенюатора производится таким образом, чтобы сигналы на выходе фазовращателя и аттенюатора были одинаковой мощности. Сигналы с выхода перестраиваемого фазовращателя и аттенюатора складываются в сумматоре. Оставшийся после компенсации сигнал поступает на вход анализатора спектра. Зависимость уровня компенсации от ошибки настройки перестраиваемого аттенюатора приведена на рис. 5.

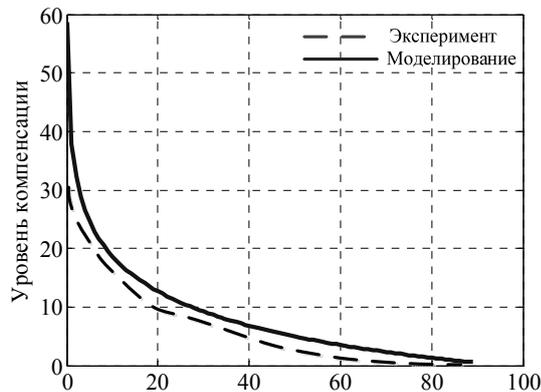


Рис. 5. Зависимость уровня компенсации от ошибки настройки перестраиваемого фазовращателя

Поворот фазы сигнала происходит неравномерно на разных частотах, что ухудшает компенсацию при использовании широкополосных сигналов.

Экспериментальное исследование влияния ошибки настройки перестраиваемого аттенюатора на уровень компенсации сигнала собственного передатчика в приемном тракте. Структурная схема соединения оборудования приведена на рис. 6.

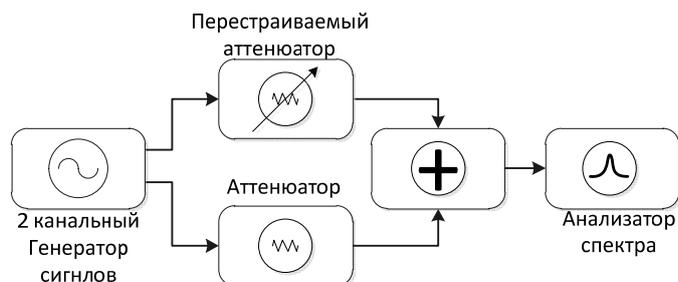


Рис. 6. Структурная схема соединения оборудования с использованием перестраиваемого аттенюатора

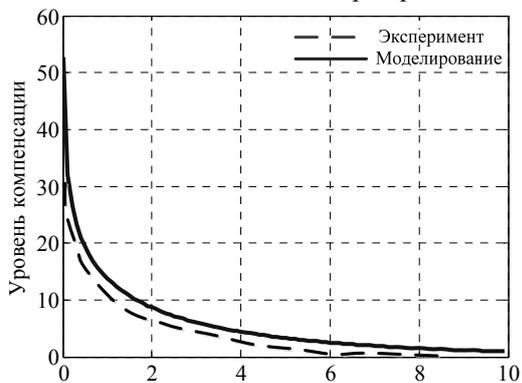


Рис. 7. Зависимость уровня компенсации от ошибки настройки перестраиваемого аттенюатора

Двухканальный генератор сигналов формирует 2 противоположных OFDM сигнала полосой 10 МГц на несущей частоте 900 МГц. Сигналы поступают на вход обычного и перестраиваемого аттенюатора, после чего складываются в сумматоре. Оставшийся после компенсации сигнал поступает на вход анализатора спектра. Исследовалась зависимость уровня компенсации сигнала собственного передатчика в приемном тракте, которая приведена на рис. 7.

Экспериментальное исследование влияния ошибки настройки перестраиваемой линии задержки на уровень компенсации сигнала собственного передатчика в приемном тракте. Структурная схема соединения оборудования приведена на рис. 8.

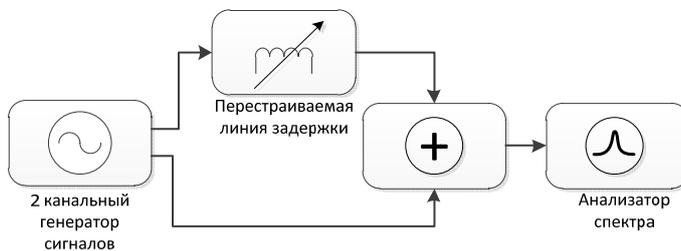


Рис. 8. Структурная схема соединения оборудования с использованием перестраиваемой линии задержки

Двухканальный генератор сигналов формирует 2 противоположных OFDM сигнала полосой 10 МГц, на несущей частоте 900 МГц, один из которых поступает напрямую в сумматор, а второй через перестраиваемую линию задержки. Исследовалась зависимость уровня компенсации сигнала собственного передатчика в приемном тракте от ошибки настройки перестраиваемой линии задержки, которая приведена на рис. 9.

Как видно из рис. 9, на уровень компенсации сигнала собственного передатчика в приемном тракте при задержке компенсирующего сигнала относительно сигнала-помехи оказывают влияние как ширина полосы сигнала, так и перенос

на несущую частоту. После переноса сигнала на несущую частоту (к примеру, 900 МГц) уровень компенсации начинает изменяться периодически, причем период изменения уровня компенсации равен периоду несущей. Это накладывает жесткие ограничения на работу системы временной синхронизации, поскольку ошибка в 1 нс, при переносе сигнала на 900 МГц может привести к уменьшению уровня компенсации на 30 дБ и более.

Также в результате эксперимента была собрана экспериментальная установка по схемам, приведенным на рис. 3 и 4.

В результате эксперимента удалось добиться уровня компенсации в 25 дБ для системы аналоговой компенсации с использованием перестраиваемого аттенюатора и фазовращателя и 28 дБ для системы компенсации с использованием 2-канального ЦАП.

Заключение. В результате проделанной работы произведено экспериментальное исследование факторов, влияющих на работу аналоговой компенсации сигнала собственного передатчика в приемном тракте. К таким факторам относятся ошибки настройки элементов компенсирующего тракта. Эксперименты показали, что исследуемые аналоговые системы позволяют добиться компенсации 25–28 дБ. Это значение мощности сигналов, отраженных от окружающих объектов и поступающих в приемную антенну, поскольку рассмотренные аналоговые системы позволяют скомпенсировать только прямой луч от передатчика.

Литература

1. Jain M. et al. Practical, real-time, full duplex wireless // Proceedings of the 17th annual international conference on Mobile computing and networking. ACM. 2011. С. 301–312.
2. Рогожников Е.В., Колдомов А.С., Терешков В.В. Обзор методов аналоговой компенсации для полнодуплексной системы беспроводной связи // Матер. XVII Междунар. заоч. науч.-практ. конф. «Перспективы развития информационных технологий», Новосибирск, 7 марта 2014 г. Новосибирск, 2014.
3. Рогожников Е.В., Колдомов А.С. Факторы, влияющие на работу аналоговой компенсации полнодуплексной системы беспроводной связи: матер. Всерос. науч.-тех. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2014», 14–16 мая 2014 г., г. Томск. Томск, 2014.

УДК 621.376.239

ПРИЕМНИК НАНОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ КУ-ДИАПАЗОНА

О.Г. Соловьев, А.В. Левашов, А.П. Игнатьев

Разработан приемник наносекундных импульсов Ку-диапазона на элементной базе российского производства, приведена схема построения его каналов, рассмотрены основные элементы конструкции, позволяющие увеличить

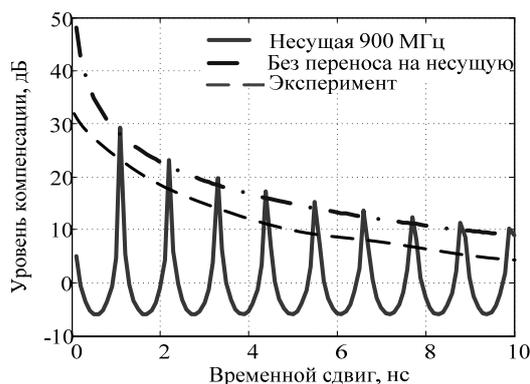


Рис. 9. Зависимость уровня компенсации от ошибки настройки перестраиваемой линии задержки

чувствительность, приводятся осциллограммы принятых сигналов, дана теоретическая оценка чувствительности.

Ключевые слова: приемник, чувствительность, короткоимпульсная радиолокация.

В настоящее время в связи с развитием элементной базы, появлением быстродействующих АЦП и продвижением вверх по СВЧ-диапазону вновь становится актуальной задача регистрации одиночных коротких высокочастотных СВЧ-импульсов в различной аппаратуре и радарах.

Применение зондирующих импульсов наносекундной длительности в радарах позволяет получить высокое разрешение по дальности и оценить тип и класс цели (задержка отклика в 7 нс приблизительно соответствует расстоянию в 1 м). Благодаря высокому разрешению для определения скорости цели не требуется использовать эффект Доплера. Подобные радиолокаторы могут найти применение в аэропортах для контроля взлетно-посадочных полос, для повышения безопасности полета на малых высотах, для контроля акваторий портов и каналов, в радиометрах и портативных радиолокаторах.

Особой проблемой является детектирование отраженного сигнала в приемнике. Серийно выпускаемые промышленностью детекторы отечественного и иностранного производства либо не удовлетворяют техническим требованиям по чувствительности, либо им не хватает быстродействия, и наносекундные фронты растягиваются до микросекунд.

В статье изложен опыт разработки модуля СВЧ-приемника наносекундных импульсов сантиметрового диапазона длин волн. При разработке особое внимание уделялось обеспечению наилучшей чувствительности. Использовалась только отечественная элементная база. Приемник может найти применение в импульсных радиолокаторах, высотомерах, импульсных рефлектометрах, а также в системах радиовидения.

Постановка задачи. Необходимо разработать приемник для регистрации одиночных и периодических коротких СВЧ-импульсов на элементной базе российского производства. Несущая входного СВЧ-сигнала не известна или используется нестабильный СВЧ-источник в передатчике (например, генератор на диоде Ганна). При этом необходимо достичь максимально возможной чувствительности приемника.

Рассмотрев достоинства и недостатки различных типов приемников, принято решение строить разрабатываемый модуль на основе диодного амплитудного детектора. Таким образом, приемное устройство представляет собой приёмник прямого усиления с амплитудным детектором и видеоусилителем. В устройстве на СВЧ-входе установлен ограничитель мощности для защиты входных цепей. Для повышения чувствительности приемника на входе установлен СВЧ-малошумящий усилитель (СВЧ МШУ). Формирование видеосигналов производится амплитудным диодным детектором. Для усиления видеосигналов в заданном динамическом диапазоне входных сигналов после детектора установлен видеоусилитель. Расширение динамического диапазона обеспечивается установкой быстродействующих аттенюаторов. Структурная схема приемника представлена на рис. 1.

Для расширения динамического диапазона модуля в СВЧ-тракт за каскадом МШУ введены быстродействующие СВЧ-аттенюаторы. Аттенюатор построен на основе рpn-диодов. Время включения аттенюатора не превышает 15 нс, время выключения – 75 нс. Быстродействие аттенюаторов определяется применяемыми

pin-диодами и драйвером управления. Для увеличения быстродействия аттенюатора в качестве переключающих элементов возможно применить полевые транзисторы, при этом время переключения сократится до нескольких наносекунд. Это позволит производить разрешение объектов различного размера с сильно различающимися коэффициентами отражения при приеме без искажения формы отклика, вводя различное ослабление для разных объектов (рис. 2).

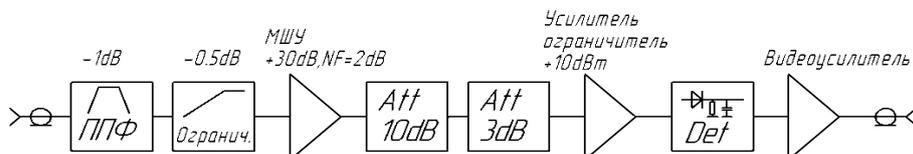


Рис. 1. Структурная схема приемного СВЧ-модуля

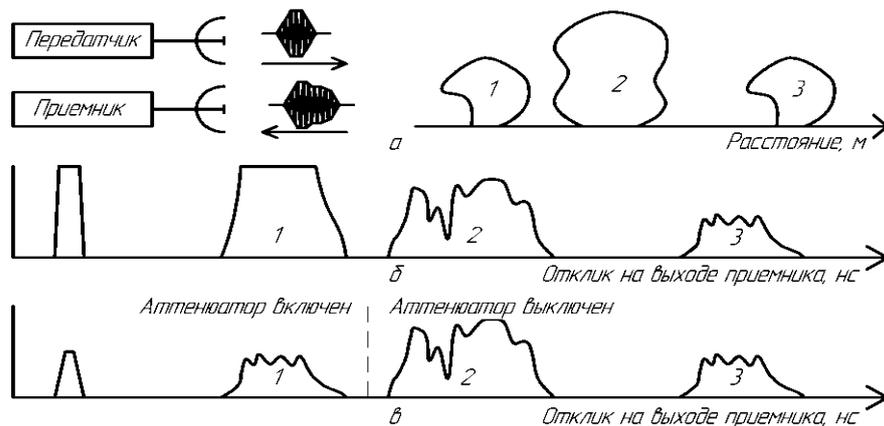


Рис. 2. Работа приемного модуля: *a* – схема работы короткоимпульсного радиолокатора; *б* – отклик на выходе приемника без аттенюаторов (искажение отклика в ближней зоне); *в* – отклик на выходе приемника с включенным аттенюатором

Детектор и видеоусилитель вносят наибольший вклад в итоговую чувствительность модуля. При их разработке необходимо согласовать вход детектора с СВЧ-трактом и выход детектора с входом усилителя для улучшения чувствительности и обеспечения заданной полосы видеосигнала приемника [1–3].

СВЧ-детектор построен на основе диода Шоттки. Для увеличения чувствительности детектора через диод необходимо задать ток смещения [3], он определяет положение рабочей точки. При этом чувствительность детектора при малых входных сигналах существенно возрастает (для протестированных диодов на 3–10 дБ в зависимости от параметров диода). Это происходит из-за снижения сопротивления диода и соответственно лучшего согласования с 50 Ом трактом.

Ток смещения увеличивает шумы типа $1/f$ детекторного диода. Данные шумы сосредоточены в низкочастотной части спектра (до нескольких сотен кГц). Так как модулем предполагается регистрация коротких импульсов, данные шумы возможно отсеять проходной емкостью между детектором и видеоусилителем или простейшим ФВЧ на выходе модуля. Это не приведет к искажению формы коротких импульсов, но может вызвать искажение формы длинных импульсов.

При разработке детектора необходимо уделить внимание входной согласующей цепи. Чувствительность детектора в случае хорошего согласования в

рабочей полосе существенно возрастает (при сопротивлении диода 1 кОм до 6 дБ). Этим объясняется лучшая чувствительность волноводных детекторов аналогичного диапазона – в волноводных детекторах выше сопротивление тракта и соответственно лучше согласование с детекторным диодом. Кроме того, возможно применить детектор на основе двух диодов (удвоитель напряжения). При этом выходное напряжение детектора возрастает в 2 раза. Также для пары диодов проще синтезировать широкополосную согласующую цепь.

В качестве нагрузки детектора выступает вход видеоусилителя. При этом входное сопротивление видеоусилителя должно быть достаточно большим, чтобы не уменьшать чувствительность детектора, но достаточно малым, чтобы не растягивать фронты видеоимпульса. При высоком входном сопротивлении видеоусилителя его входная емкость и выходная емкость детектора значительно ухудшают фронты принятого видеоимпульса. Таким образом, необходимо увеличивать входное сопротивление видеоусилителя и одновременно уменьшать его входную емкость. В данном модуле используется видеоусилитель со следующими параметрами: входное сопротивление 300 Ом, коэффициент усиления $19 \pm 0,5$ дБ, полоса видеосигнала до 100 МГц, выходное сопротивление 50 Ом.

Выходная емкость детектора необходима для обеспечения заземления СВЧ-выхода детектора и уменьшения высокочастотных шумов. В качестве подобной емкости может выступать реализованный топологически ФНЧ. Это позволяет значительно сократить выходную емкость детектора. На выходе детектора установлена проходная емкость, позволяющая частично ослабить низкочастотные шумы детекторного диода.

В процессе работы был собран макет, состоящий из детектора и видеоусилителя. На данном макете производилась отработка входной согласующей цепи детектора и параметров видеоусилителя. На рис. 3 показан управляющий ТТЛ-импульс СВЧ-модулятора и принятый импульс на выходе видеоусилителя при тангенциальной чувствительности. Тангенциальная чувствительность связки детектор – видеоусилитель при длительности радиоимпульса 20 нс, фронте и спаде 5 нс (полоса видеоусилителя 100 МГц, входное сопротивление 300 Ом) составила –73 дБ относительно Вт. Фронты видеоимпульса составляют 5 нс и определяются фронтом радиоимпульса на выходе СВЧ-модулятора. Оценить тангенциальную чувствительность при меньшей длительности импульса не позволил используемый СВЧ-модулятор. Согласно теоретической оценке модуль при используемой полосе видеоусилителя может принять импульсы длительностью 10–15 нс при фронте/спаде 3 нс.

Для дальнейшего увеличения чувствительности приемника перед детектором необходимо установить СВЧ МШУ. При этом общий коэффициент усиления МШУ должен составить 30–40 дБ при минимальном коэффициенте шума. Макетирование показало, что дальнейшее увеличение коэффициента передачи МШУ приводит только к увеличению амплитуды шумов без улучшения чувствительности приемника.

В окончательном варианте устройства коэффициент усиления малошумящего усилителя с учетом потерь в защитном устройстве, аттенуаторах и остальных цепях составил 35 дБ, коэффициент шума – 3,5 дБ. Тангенциальная чувствительность при длительности радиоимпульса 20 нс, фронте и спаде – 5 нс (полоса видеоусилителя 100 МГц) и ширине входного СВЧ-фильтра 1 ГГц составила –103 дБ относительно Вт. Чувствительность приемника при соотношении сигнал/шум 20 дБ превышает –87 дБ относительно Вт.

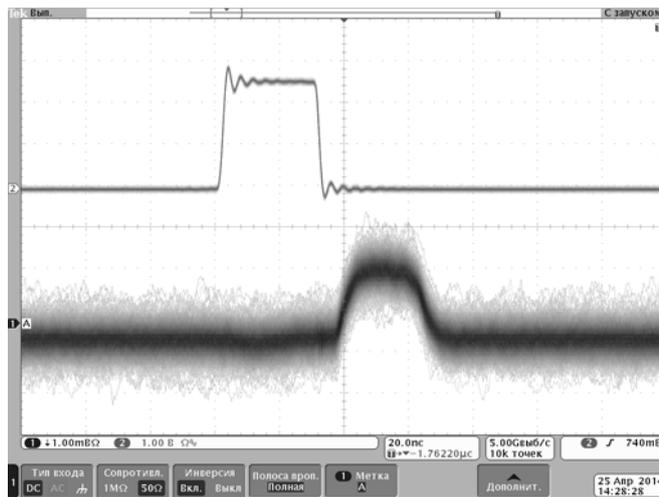


Рис. 3. Управляющий импульс модулятора и принятый сигнал при тангенциальной чувствительности

Входной ППФ с полосой 1 ГГц установлен на входе только для защиты от внеполосных помех. При необходимости его полоса может быть увеличена. Ширина полосы по входу модуля практически не оказывает влияния на итоговую чувствительность модуля, и соответственно по данной схеме может быть построен сверхширокополосный СВЧ-приемник, но тут следует учесть ограничения на ширину полосы согласования СВЧ-детектора.

Оценку полученным результатам можно произвести по формуле (1). Данная формула дает оценку теоретической чувствительности приемника при представлении его в виде черного ящика. Как видно из данной формулы, при возрастании полосы видеосигнала в 10 раз чувствительность ухудшается на 10 дБ. Предел чувствительности при полосе приемника 1 Гц и соотношении сигнал/шум 0 дБ равен -204 дБ Вт (дБ относительно Вт), при полосе 100 МГц и с/ш 0 дБ равен -124 дБ Вт.

$$S_{\min} = (S/N)_{\min} k T_0 B (NF), \quad (1)$$

где S_{\min} – теоретически достижимая чувствительность модуля при заданном соотношении с/ш; $(S/N)_{\min}$ – минимальное требуемое соотношение с/ш; B – постоянная Больцмана; T_0 – абсолютная рабочая температура, градусы Кельвина; F – полоса видеосигнала приемника; k – коэффициент шума приемника.

Измеренная чувствительность модуля

Пункт	Детектор + видеоусилитель	МШУ + детектор + видеоусилитель	Теоретический предел (идеальный приемник)
Тангенциальная чувств. (с/ш 8 дБ)	-75 дБ Вт 32 нано Вт	-103 дБ Вт 50 пико Вт	-116 дБ Вт 2,5 пико Вт
Чувствительность при с/ш 20 дБ	Не измерялась	-87 дБ Вт 2 нано Вт	-104 дБ Вт 40 пико Вт

Теоретически возможная тангенциальная чувствительность приемника (с/ш 8 дБ) при полосе видеосигнала 100 МГц без привязки к его конкретной архитектуре составляет -116 дБ Вт. Теоретически возможная чувствительность при соотношении с/ш 20 дБ составляет -104 дБ Вт. Таким образом, разработанный при-

емник имеет чувствительность на 20 дБ хуже теоретически возможной (таблица). На шум входного МШУ и видеоусилителя приходится в сумме приблизительно 5 дБ. Остальные 15 дБ в основном приходятся на шумы детекторного диода при смещении и потере на согласование. Учитывая архитектуру приемника, полученная чувствительность близка к предельно достижимой на современном этапе развития элементной базы.

Заключение

1. Разработан приемник наносекундных импульсов Ку-диапазона, исследованы его характеристики и получен опыт разработки подобных систем.
2. Обобщены и изложены основные конструктивные решения, позволяющие увеличить чувствительность приемника.
3. Согласно теоретической оценке и на основе полученного опыта дана оценка полученных результатов. Достигнутая чувствительность близка к предельно достижимой на современном этапе развития элементной базы.

Литература

1. Гуревич М. Преобразователи сигналов для СВЧ-вольтметров и ваттметров. Применяем диодные детекторы // Электроника: Наука. Технология. Бизнес. 2007. 4. С. 22–28.
2. Application Note 963 Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors. Hewlett-Packard, 1980.
3. Application Note 923 Schottky Barrier Diode Video Detectors. Hewlett-Packard, 1986.

УДК 621.396

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОС-МОДУЛЯЦИИ

А.К. Сумекенова, В.А. Кологривов

Рассмотрен принцип формирования дальномерного кода с меандровой последовательностью, влияние меандровой модуляции на спектральную плотность исходной последовательности, приведены расчет частот, на которые расщепляется спектр при ВОС-модуляции, а также расчет верхней и нижней граничных частот для настройки полосового фильтра.

Ключевые слова: ВОС-модуляция, псевдослучайная последовательность, меандровая последовательность.

Традиционные шумоподобные сигналы нашли широкое применение в различных радиотехнических системах, в том числе в спутниковых радионавигационных системах. Анализ состояния и путей развития спутниковых навигационных систем показывает перспективы применения нового вида сигналов – меандровых шумоподобных сигналов. Такие сигналы позволяют использовать более эффективно ограниченный частотный ресурс, в котором размещаются сигналы разных систем с различными характеристиками и методами модуляции. Такие сигналы, использующие бинарные меандры, в англоязычной литературе называются ВОС-сигналы (binary offset carrier signals).

Введение дополнительной меандровой или ВОС-модуляции с целью расщепления спектра радиосигнала реализуется обычно перемножением биполярной псевдослучайной последовательности (ПСП) дальномерного кода и биполярной меандровой последовательности (БМП) с периодом, кратно укладывающимся в элемент ПСП (специфика ВОС-сигналов) [1].

Модуляция ПСП дальномерного кода биполярной меандровой последовательностью (ВОС-модуляция) $d(t)$ может быть записана в виде

$$d(t-t_0) = g(t-t_0) \cdot r(t-t_0), \quad (1)$$

где $g(t)$ – собственно ПСП дальномерного кода; $r(t)$ – меандровая последовательность, отражающая специфику нового класса СРНС.

Модельный эксперимент проводился в среде функционального моделирования Simulink, при этом рассматривались вопросы расщепления спектра на нижнюю и верхнюю составляющие, фильтрации и приема информации по отдельным составляющим и в целом.

Результаты расчетов и моделирования:

1. Рассмотрим спектральные плотности при разной кратности частоты заполнения меандром (рис. 1) [2].

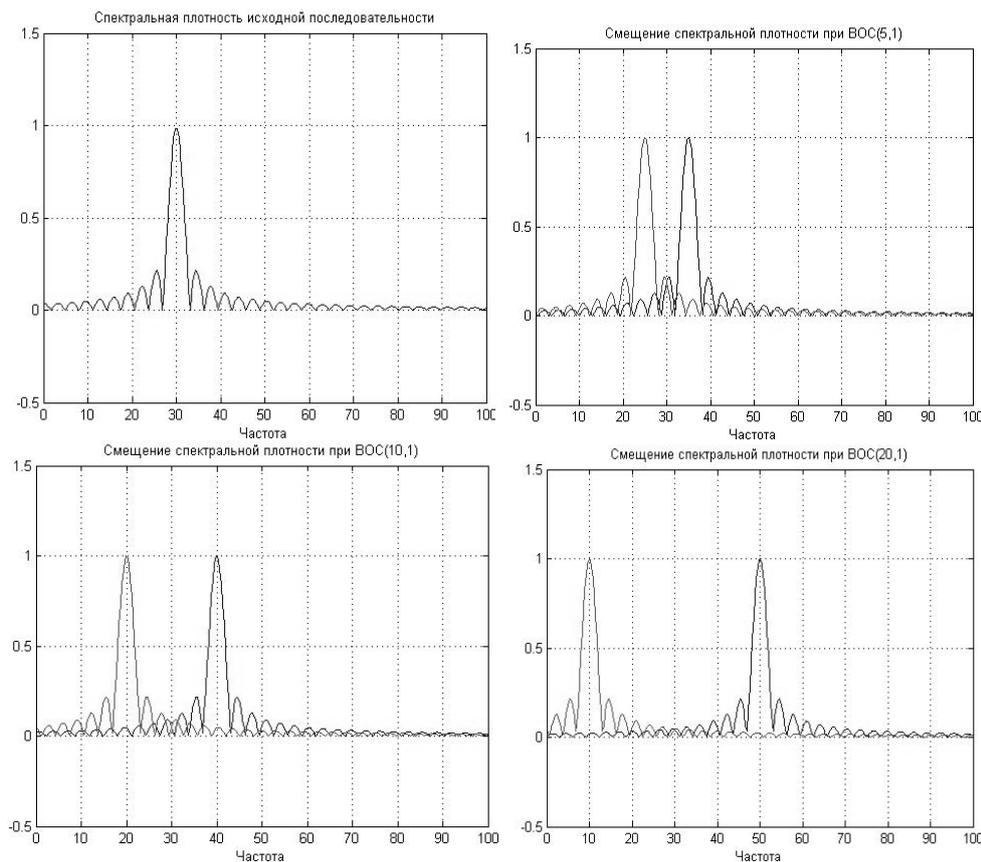


Рис. 1. Огибающая спектральной плотности исходной последовательности при ВОС(5, 1), ВОС(10, 1), ВОС(20, 1)

2. Определим частоты, на которые расщепляется спектр при ВОС-модуляции. Пусть имеем несущую частоту $\omega = 20 \cdot \pi$ и период меандрового колебания $T_m = 1/2$, тогда частота $f_m = 1/T_m = 2$, а круговая частота $\omega_m = 4 \cdot \pi$. Отсюда находим две несущие частоты расщепленного спектра (рис. 2, а):

$$\omega_1 = 20 \cdot \pi - 4 \cdot \pi = 16 \cdot \pi,$$

$$\omega_2 = 20 \cdot \pi + 4 \cdot \pi = 24 \cdot \pi.$$

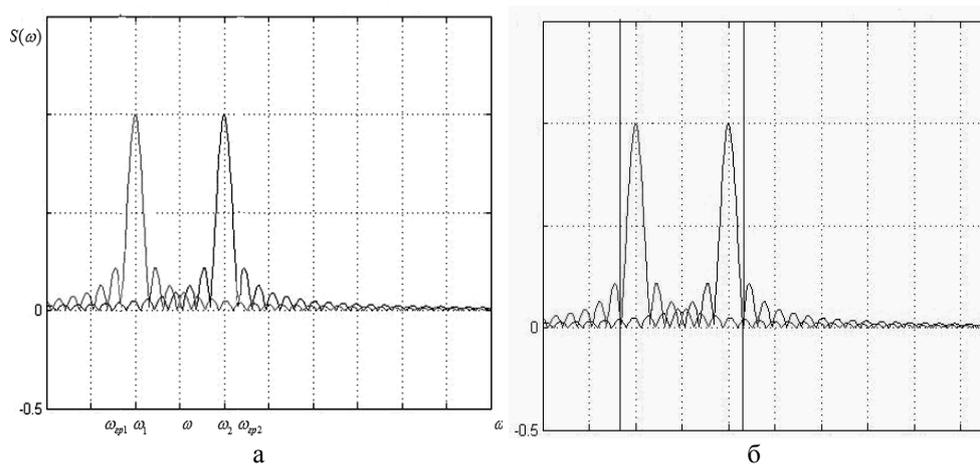


Рис. 2. Огибающие спектральной плотности при ВОС-модуляции

3. Расчет верхней и нижней граничных частот для настройки полосового фильтра.

Несущая частота $\omega = 20 \cdot \pi$, период меандрового колебания $T_m = 1/2$, длительность бита меандра $\tau = 1$, ширина спектра по первому нулю спектральной плотности $\Delta\omega = 2 \cdot \pi$.

Граничные частоты фильтра для приема по двум составляющим расщепленного спектра, с несущими частотами равными $16 \cdot \pi$ и $24 \cdot \pi$ легко определить исходя из спектра ВОС-модулированного сигнала, приведенного на рис. 2, б:

$$\omega_{гр1} = \omega_1 - \frac{2 \cdot \pi}{\tau} = 16 \cdot \pi - 2 \cdot \pi = 14 \cdot \pi.$$

Тогда, используя формулу относительной расстройки при средней частоте диапазона $\omega = 20 \cdot \pi$, получим

$$\frac{\omega_{гр2}}{\omega} = \frac{\omega}{\omega_{гр1}}; \quad \omega_{гр2} = \frac{\omega^2}{\omega_{гр1}} = \frac{(20 \cdot \pi)^2}{14 \cdot \pi} \approx 28,57 \cdot \pi,$$

где $\frac{2 \cdot \pi}{\tau}$ – полоса частот главного лепестка прямоугольного сигнала.

В системах спутниковой навигации возникает проблема занятости диапазона частот, поэтому рассмотрим случаи, когда можно принимать по одной боковой составляющей расщепленного спектра. Рассчитаем границы фильтра для приема по левой составляющей спектра с несущей частотой, равной $16 \cdot \pi$.

4. Расчет граничных частот полосового фильтра для приема по левой составляющей спектра.

Несущая частота сигнала $\omega_1 = 16 \cdot \pi$, период меандрового колебания $T_m = 1/2$, длительность бита меандра $\tau = 1$. Полоса пропускания фильтра, обеспечивающая прохождение главного лепестка спектральной плотности меандра, равна $\Delta\omega = 2 \cdot \pi$.

Нижнюю граничную частоту $\omega'_{гр1}$ найдем по формуле

$$\omega_{гр1} = \omega_1 - \frac{\Delta\omega}{2} = 16 \cdot \pi - \frac{2 \cdot \pi}{2} = 15 \cdot \pi.$$

Верхнюю граничную частоту $\omega_{гр2}$ найдем из формулы относительной расстройки

$$\frac{\omega_{гр2}}{\omega_1} = \frac{\omega_1}{\omega_{гр1}}; \quad \omega_{гр2} = \frac{\omega_1^2}{\omega_{гр1}} = \frac{(16 \cdot \pi)^2}{15 \cdot \pi} \approx 17,1 \cdot \pi.$$

Рассмотренная тема о перспективных способах модуляции в широкополосных радионавигационных системах и изучение свойств ВОС-модуляции являются актуальными. Высокие тактические показатели ГНСС и наземных широкополосных систем средневолнового и длинноволнового диапазонов в первую очередь определяются широким спектром используемых шумоподобных сигналов. Полоса частот, выделенная любой системе, является весьма дорогостоящим и дефицитным ресурсом. Поэтому сопоставление характеристик новых навигационных сигналов необходимо проводить при фиксированном спектральном ресурсе.

Модельный эксперимент подтвердил картину расщепления спектра ПСП дальномерного кода меандровой последовательностью, возможность приема сигнала как по спектру в целом так и по его составляющим, целесообразность применения формулы относительной расстройки для нахождения граничных частот полосовых канальных фильтров.

Проводимая в настоящее время модернизация глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) ГЛОНАСС и GPS, а также создание и развёртывание ГНСС Galileo базируются на использовании новых навигационных сигналов, в частности сигналов с модуляцией ВОС и различных её версий (AltВос, DuoВос, MixВос).

Литература

1. Бондаренко В.Н., Клевлина А.Г., Галеев Р.Г. Перспективные способы модуляции в широкополосных радионавигационных системах // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies. 2011. № 1. С. 17–24.

2. Кологривов В.А., Сумекенова А.К. Исследование ВОС-модуляции: Описание лабораторной работы для студентов. ТУСУР, 2014. 23 с. (Режим доступа: <http://edu.tusur.ru/training/publications/4063>).

УДК 621.375

МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ ДИАПАЗОНА 6–12 ГГц

И.М. Троцкий

Проведено моделирование малошумящего широкополосного усилителя диапазона 6–12 ГГц с коэффициентом 2 дБ и выходной мощностью 13 дБм. Коэффициент усиления по мощности не менее 30 дБ при неравномерности АЧХ не более 3 дБ во всём диапазоне частот.

Ключевые слова: усилитель, моделирование, технические характеристики, коэффициент усиления по мощности, коэффициент шума.

Задача моделирования СВЧ-усилителя по комплексу требований к его характеристикам в широкой полосе частот требовала определения предельно возможных значений рабочих характеристик усилителя.

Требовалось разработать малошумящий широкополосный усилитель согласно с техническими параметрами, приведенными в табл. 1.

Таблица 1

Основные технические параметры

Наименование режимов и параметров	Номинальное значение
Диапазон рабочих частот, ГГц	От 6 до 12
Коэффициент шума (при 25 °С), дБ, не более	2
Коэффициент усиления по мощности, дБ, не менее	30
Неравномерность коэффициента усиления в рабочем диапазоне частот, дБ, не более	3
Выходная мощность по сжатию на 1 дБ, дБм, не менее	13
КСВН по входу, раз, не более	2,0
КСВН по выходу, раз, не более	2,0

Выбор транзисторов и числа каскадов осуществлялся согласно основным техническим требованиям. Для реализации требуемых параметров усилитель выполнен по трехкаскадной схеме с использованием двух малошумящих транзисторов фирмы Avago Technologies VMMK-1218 [1] и микросхемы-усилителя фирмы United Monolithic Semiconductors СНА3666-QAG [2]. Для обеспечения заданного коэффициента шума усилителя входной каскад выполнен на полевом транзисторе VMMK-1218. Выходной каскад, обеспечивающий выходную мощность по сжатию на 1 дБ, выполнен с использованием микросхемы-усилителя СНА3666-QAG. Промежуточный каскад предназначен для обеспечения необходимого усиления по мощности, заданного в ТЗ, выполнен на полевом транзисторе VMMK-1218.

В качестве материала для печатной платы выбран высокочастотный стабильный материал R04350 фирмы Rogers со следующими параметрами: толщина диэлектрика 0,5 мм, диэлектрическая проницаемость диэлектрика 3,66, тангенс угла потерь 0,0034.

Исходя из режима работы активных элементов, выбраны S-параметры транзистора VMMK-1218 и микросхемы усилителя СНА3666-QAG, приведенные производителем.

Моделирование производится для получения оптимальных результатов заданных параметров. Одни из основных параметров широкополосного усилителя – согласование по входу и выходу, коэффициенту шума. В моделируемом усилителе согласование выполнено с помощью трансформирующих линий и корректирующих цепей.

Топология усилителя представлена на рис. 1.

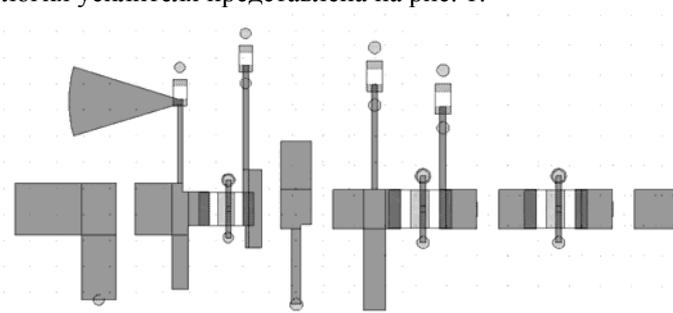


Рис. 1. Топология усилителя

Частотная характеристика S-параметров модели усилителя приведена на рис. 2.

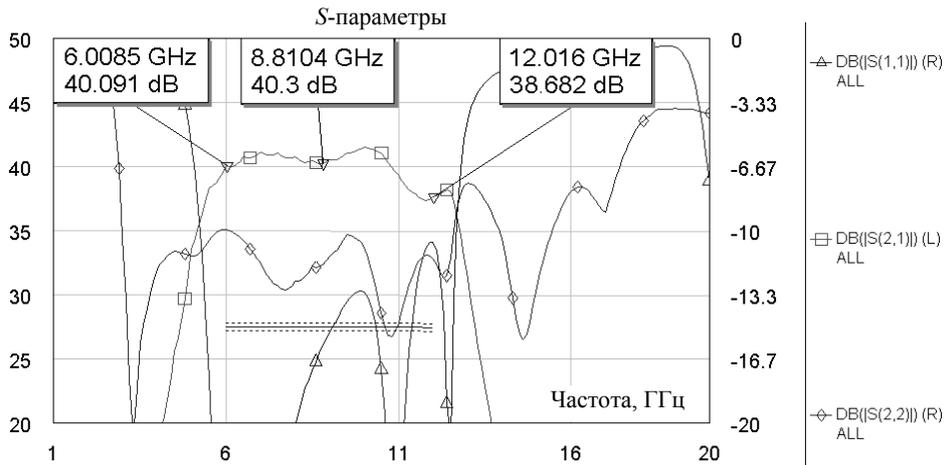


Рис. 2. Частотные характеристики усилителя

Коэффициент шума усилителя приведен на рис. 3.

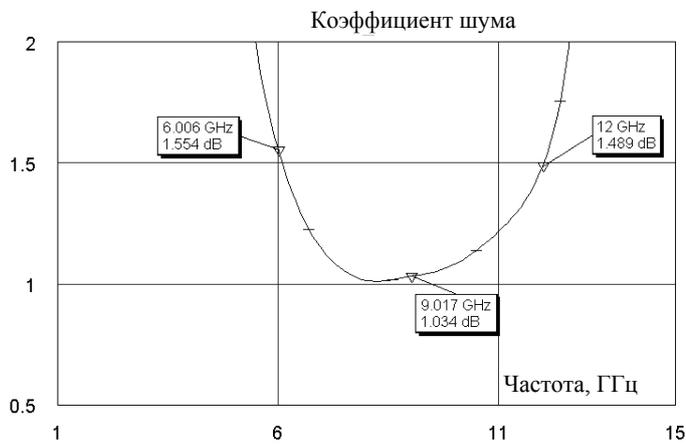


Рис. 3. Коэффициент шума

Основные технические данные, полученные в результате моделирования усилителя, приведены в табл. 2.

Таблица 2

Результирующие параметры

Наименование режимов и параметров	Технические требования	Фактическое значение
Диапазон рабочих частот, ГГц	От 6 до 12	От 6 до 12
Коэффициент шума (при 25 °С), дБ, не более	2	1,5
Коэффициент усиления по мощности, дБ, не менее	30	38,6
Неравномерность коэффициента усиления в рабочем диапазоне частот, дБ, не более	3	2,2
КСВН по входу, раз, не более	2,0	1,6
КСВН по выходу, раз, не более	2,0	1,7

В результате моделирования достигнуты наилучшие характеристики, удовлетворяющие всем параметрам технического задания.

Литература

1. Описание полевого транзистора фирмы Avago Technologies VMMK-1218 [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.avagotech.com/pages/en/rf_micro-wave/transistors/fet/vmmk-1218/.

2. Описание микросхемы-усилителя фирмы United Monolithic Semiconductors SNA3666-QAG [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.ums-gaas.com/low-noise-amplifier.php>

УДК 621.004

ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМОЙ X-SAR ЕВРОПЕЙСКОГО КОСМИЧЕСКОГО АГЕНТСТВА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Е.Э. Тыдыков

Целью данной работы является обработка снимков спутникового комплекса X-SAR. С использованием средства обработки изображений MATLAB WAVELET TOOLBOX описываются новые признаки цифровых изображений, получаемые на основе фрактальной модели. Исходя из того, что любое изображение можно рассматривать как мультифрактал, целесообразно характеризовать его фрактальными признаками. Так как основным свойством фракталов является внутреннее самоподобие, то система новых признаков изображений основывается на распределении самоподобия. В работе приводится алгоритм вычисления характера распределения самоподобия, показывающего степень схожести отдельных участков изображения. Также приведен алгоритм вычисления характерных участков, которые представляют собой блоки изображения, наиболее точно подобные всему изображению по некоторым признакам.

Ключевые слова: снимки спутникового комплекса X-SAR, вейвлет-преобразование, WAVELET TOOLBOX, обработка изображений, фрактальные признаки изображений, фрактальная модель изображений, разработка признаков, исследование признаков изображений.

Обработка изображений – снимков спутникового комплекса X-SAR – производится с использованием программы MATLAB Wavelet Toolbox. Ниже приведен снимок, который в дальнейшем будет обработан в данной программе (рис. 1).

Загрузим это изображение, используя меню File/Load image. Далее выбираем вейвлет (Wavelet), его порядок и уровень (Level) разложения. После этого нажимаем на кнопку Analyse, чтобы произвести вейвлет-разложение. Результаты будут изображены на основном поле графического окна [1]. Изображение используемого вейвлета имеет вид, отображенный на рис. 2.

На рис. 3 видно три окна. В левом верхнем – оригинальное изображение. В нижнем левом – восстановленное после обработки коэффициентов. Внизу справа – вейвлет-разложение в виде блочной матрицы. Для удаления шума изображения выбираем раздел SWTDe-noising-2D главного меню. Загружаем изображение, выбираем вейвлет и его порядок, далее нажимаем Decompose Image для того,

чтобы произвести вейвлет-разложение. Результаты разложения будут приведены в основном поле графического окна. В левом верхнем окне появится оригинальное изображение, а справа от него – очищенное от шумов. Ниже будут приведены гистограммы детализирующих коэффициентов вейвлет-разложения.

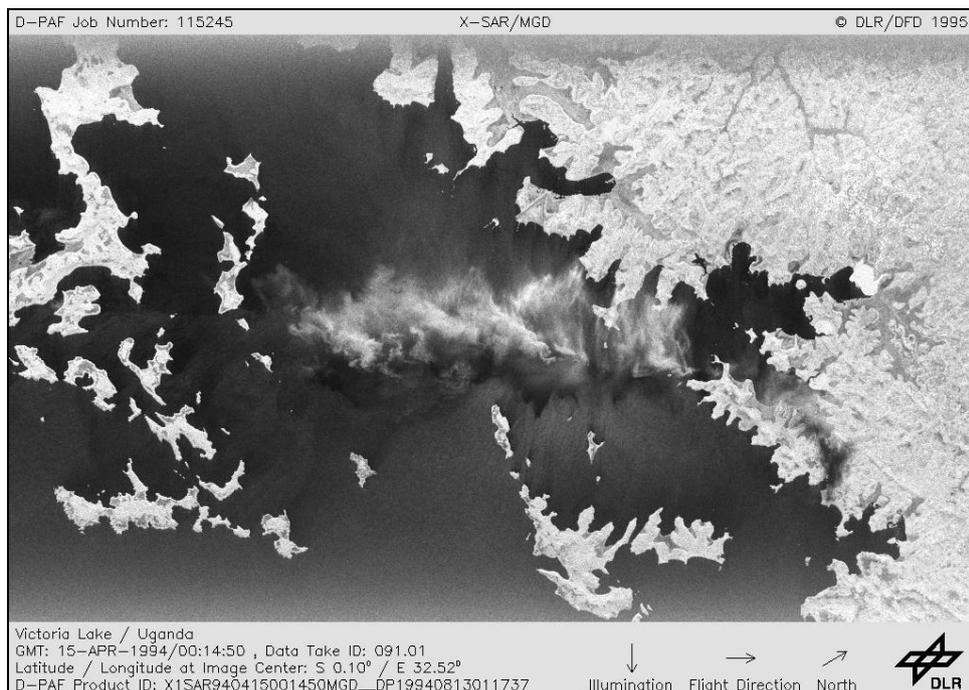


Рис. 1. Снимок со спутникового комплекса X-SAR

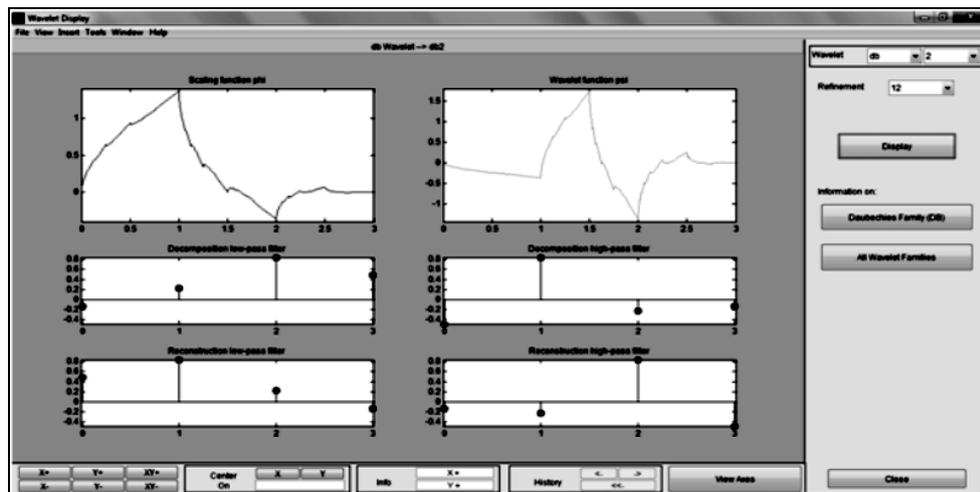


Рис. 2. Используемый вейвлет

Сжатие изображения, как и удаление шума из изображения, основано на отбрасывании вейвлет-коэффициентов. Различие заключается лишь в том, что при удалении шума мы зануляем только те вейвлет-коэффициенты, которые содер-

жат шум, а при сжатии мы устанавливаем определенный порог, ниже которого значения вейвлет-коэффициентов обнуляются.

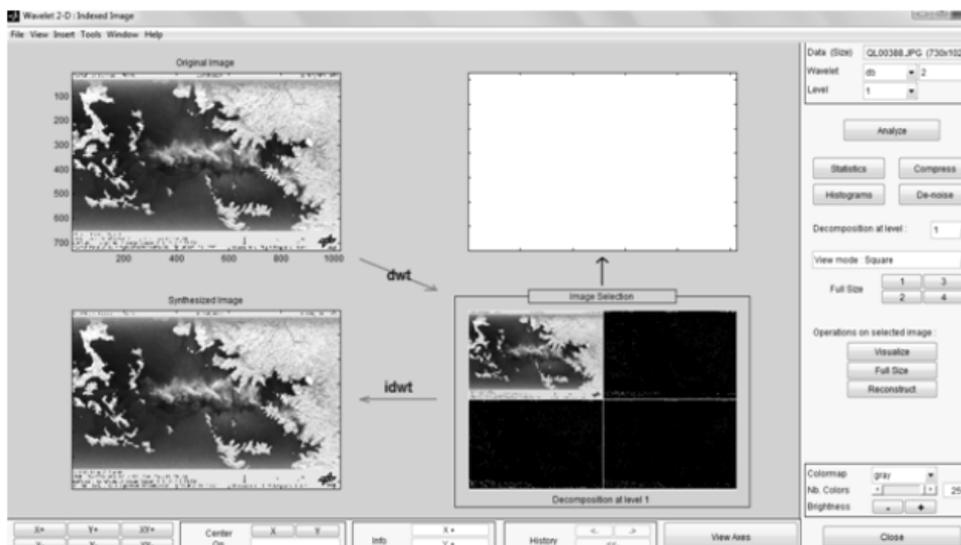


Рис. 3. Вейвлет-разложение изображения

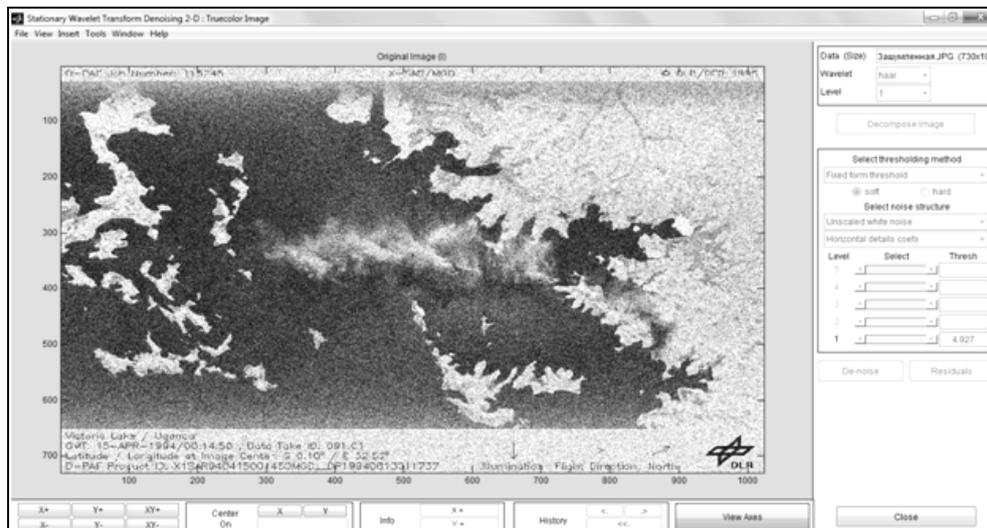


Рис. 4. Зашумленное изображение

Загружаем наше изображение, выбираем вейвлет и нажимаем Compress. В левом верхнем углу показано оригинальное изображение, ниже – сжатое. Также приводятся гистограммы оригинального и сжатого изображений [2].

Для вычисления фрактальной размерности используется программа на языке программирования C++, выполняющая вычисление фрактальной размерности [3, 4].

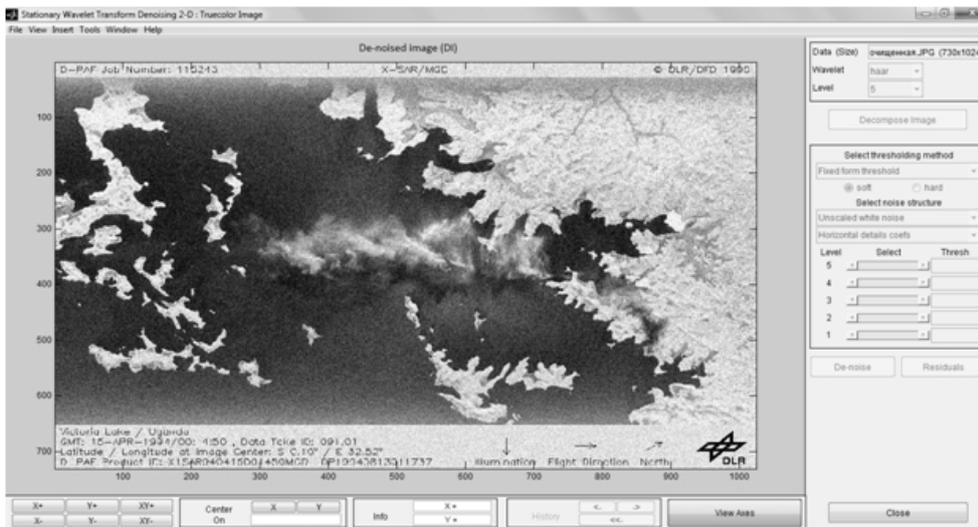


Рис. 5. Очищенное от шумов изображение

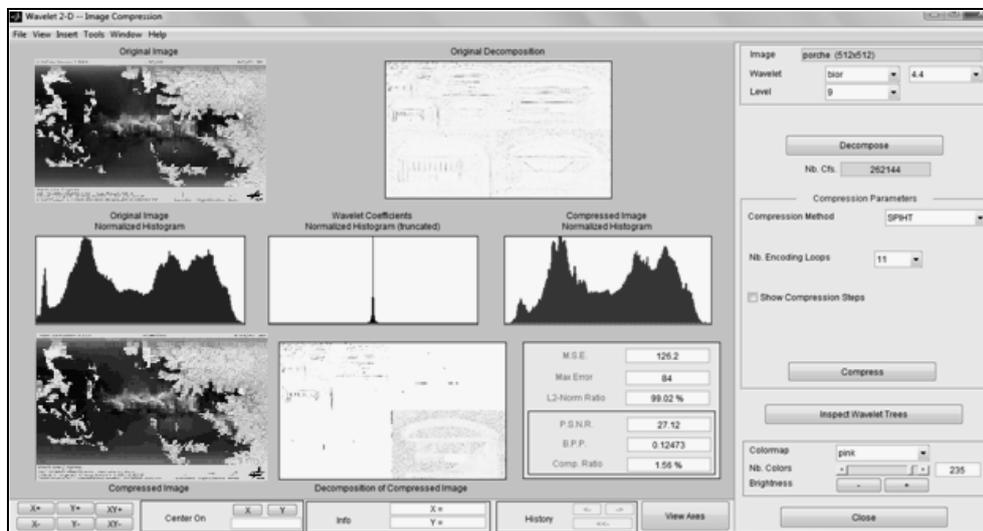


Рис. 6. Сжатие изображения

Интерфейс программы состоит из следующих элементов:

1. Окно миниатюр – показаны файлы изображений в миниатюре, хранящиеся в данной директории.
2. Окно выбора директории – здесь выбирается расположение файла двумя способами: можно вручную прописать директорию файла либо выбрать из имеющихся файлов.
3. Окно изображения – отображается выбранное изображение.
4. Окно результатов – отображается результат вычисления фрактальной размерности. Также отображается имя файла и разрешение изображения.

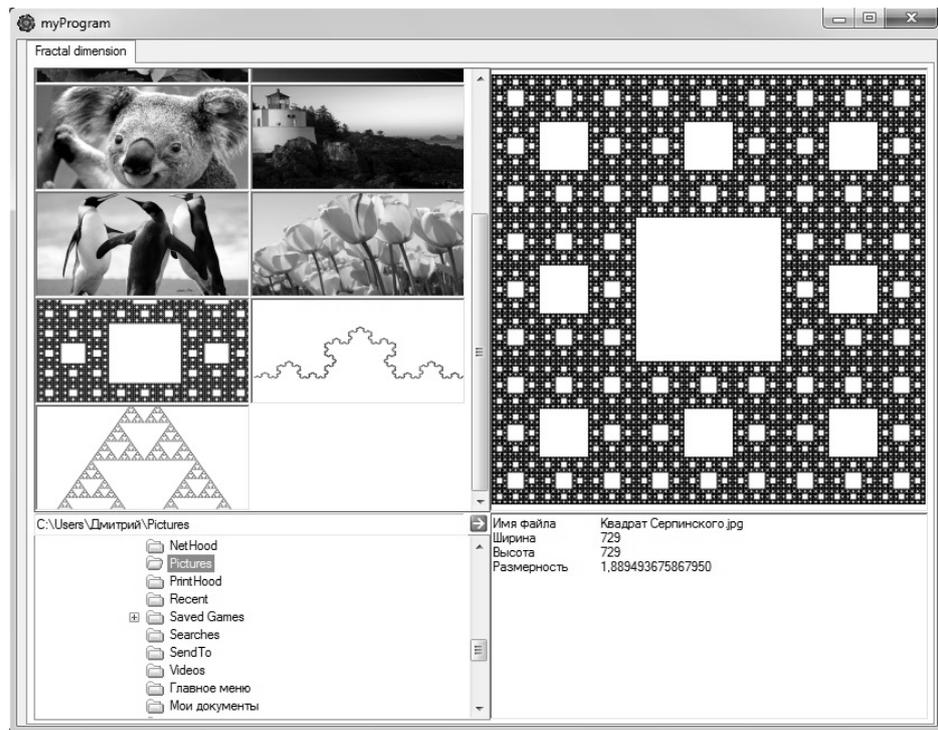


Рис. 7. Фрактальная размерность «Квадрат Серпинского»

Сравним расчетные и практические значения фрактальных размерностей.

Расчетные и практические значения

Фрактал	$D_{ПР}$	$D_{ГР}$
Треугольник Серпинского	1,581	1,585
Кривая Коха	1,265	1,262
Квадрат Серпинского	1,889	1,893

Как видим, расчетные и практические значения фрактальных размерностей практически сходятся, а это говорит о том, что программа работает и считает правильно фрактальную размерность изображения. Исследование характера распределения самоподобия показало, что для изображений разных подклассов наблюдаются разные значения признака, в то время как внутри класса наблюдается устойчивость параметров. Таким образом, подтверждается возможность использования характера распределения самоподобия в качестве классифицирующего признака. Однако коэффициенты уравнения разных классов в некоторых случаях различаются недостаточно для того, чтобы говорить о точной классификации, поэтому необходимо использовать данный фрактальный признак совместно с другими признаками для достижения более точных результатов.

Характерные участки являются участками, наиболее полно описывающими свойства исходного изображения. Установлено, что для разных изображений характерные участки также отличаются. Поэтому можно говорить о характерных участках как о классифицирующем признаке. Это подтверждают проведенные исследования, согласно которым свойства характерных участков разных классов

различаются, в то время как свойства характерных участков изображений одного класса являются примерно равными. Поэтому можно сделать вывод о возможности применения данных признаков для решения задач классификации и сравнения изображений.

Литература

1. Уэлстид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии. М.: Триумф, 2003. 320 с.
2. Гонсалес. Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с.
3. Новейшие методы обработки изображений / под ред. А.А. Потапова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с.
4. Привезенцев Д.Г., Жизняков А.Л. Фрактальная модель цифрового изображения // Алгоритмы, методы и системы обработки данных: сб. науч. тр. М.: Изд.-полигр. центр МИ ВЛГУ, 2010. Вып. 15. С. 147–152.

РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ ДЛЯ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТА «УСТРОЙСТВО ВВОДА ИНФОРМАЦИИ В ОПТИЧЕСКУЮ СИСТЕМУ» *А.Ю. Попков, С.С. Лубенцов*

Разработан усилитель мощности на основе SMD-компонентов диапазона 4–240 МГц для использования в макете для лабораторной работы «Устройство ввода информации в оптическую систему». Выполнен макет усилителя путем навесного монтажа SMD-компонентов на плату, полученную путем травления хлорным железом.

Ключевые слова: усилитель мощности, SMD-компонент.

Постановка задачи разработки усилителя. В связи с устареванием техники советских времен возникает потребность в замене громоздкой, занимающей большие объемы аппаратуры на более современное оборудование. Одним из таких приборов является усилитель УЗ-5 1963 г. выпуска, использующийся в лабораторной работе «Устройство ввода информации в оптическую систему». Работа данного усилителя заключается в усилении сигнала с генератора амплитудой 1 В в 10 раз для его подачи на оптический модулятор. Измерения проводятся на нескольких фиксированных частотах в диапазоне от единиц до сотен мегагерц. Таким образом, основная цель – разработать и ввести в эксплуатацию усилитель, работающий на нескольких частотах в этом диапазоне и усиливающий сигнал не менее чем в 10 раз.

Выбор усилителя. Прежде чем разрабатывать усилитель с нуля, было принято решение проанализировать уже разработанные ранее усилители и, по необходимости и возможности модернизировать одно из известных решений. Одним из таких решений является усилитель мощности диапазона от 4 до 240 МГц, расчет и описание которого представлено в [1]. На рис. 1 изображена его принципиальная эквивалентная схема.

Коэффициент усиления равен 34 дБ. Для лабораторного макета такого коэффициента усиления слишком много, поэтому было принято решение уменьшить мощность питания до приемлемого уровня, а элементную базу заменить на SMD-компоненты.

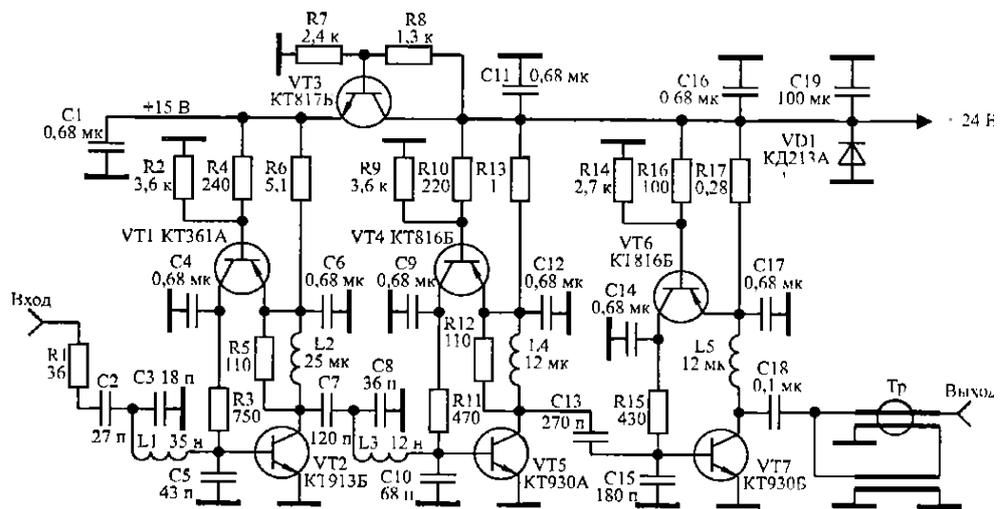


Рис. 1. Принципиальная эквивалентная схема усилителя

Разработка топологии платы усилителя. Для разработки топологии платы была использована система автоматизированного проектирования PCAD. Собранная принципиальная схема в PCAD Schematic изображена на рис. 2.

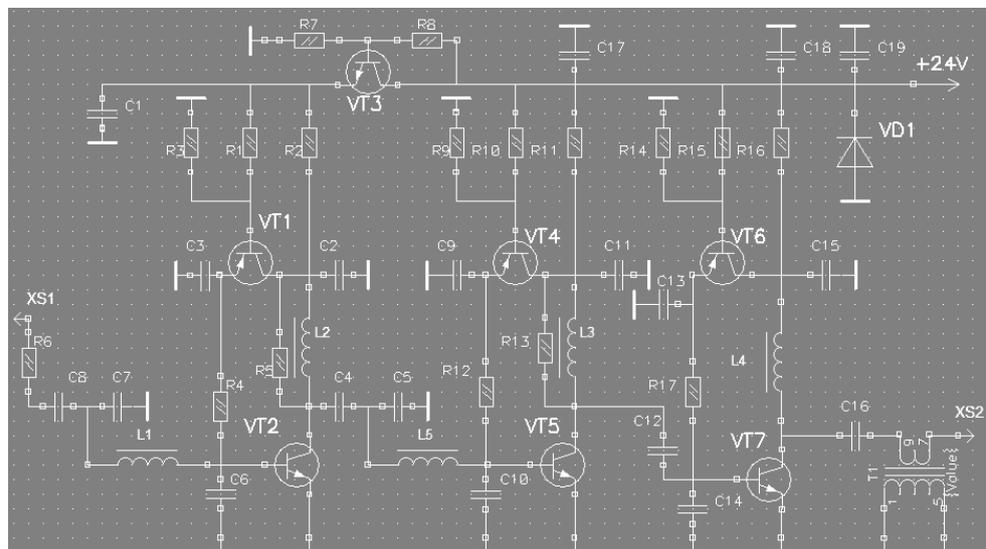


Рис. 2. Усилитель мощности, спроектированный в PCAD Schematic

По полученным результатам была проведена трассировка схема усилителя мощности в PCAD PCB с использованием SMD-компонентов. Таким образом, была получена топология платы, которая впоследствии была перенесена на текстолит путем вытравливания хлорным железом (рис. 3).

Готовая схема макета усилителя мощности представлена на рис. 4 (слева). Измерение выходного сигнала усилителя проводилось с помощью источника питания, осциллографа Agilent Technologies MS07014B и генератора сигналов Agilent Technologies. Со входа генератора подавался сигнал амплитудой 1 В и

частотой 20 МГц. Полученный на выходе усилителя сигнал приведен в рис. 4 (справа).

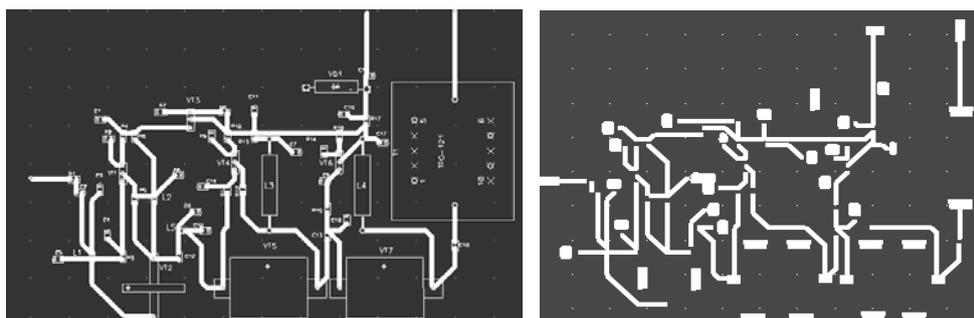


Рис. 3. Изображение принципиальной схемы усилителя мощности в среде проектирования PCAD PCB (слева) и топология его печатной платы (справа)

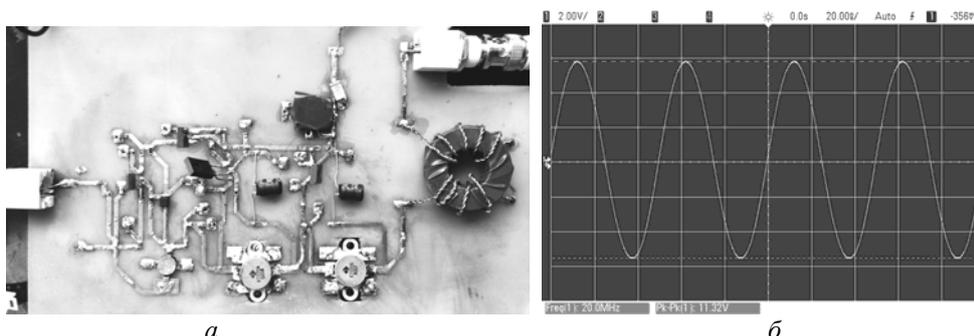


Рис. 4. Макет усилителя мощности 4–240 МГц (слева) и сигнал на его выходе на частоте 20 МГц (справа)

На рис. 4, *a* справа видно, что полученный на выходе сигнал не искажается. Его частота равна частоте входного сигнала, а амплитуда равна 11,32 В, что соответствует усилению примерно в 11 раз и удовлетворяет предъявленным требованиям.

Заключение. Разработанный усилитель мощности хотя и содержит характеристики, соответствующие техническому заданию, имеет ряд недостатков. В первую очередь, это сильный нагрев активных элементов, охлаждение которых нуждается в дальнейшей проработке. В данной статье не приведена амплитудно-частотная характеристика усилителя, но предварительные результаты измерения на разных частотах, в пределах которых работает генератор сигналов, показывают сильную неравномерность. И хотя необходимо лишь, чтобы усилитель обеспечивал требуемый уровень сигнала на выходе лишь на нескольких фиксированных частотах, имеется необходимость измерить и проанализировать АЧХ усилителя. Дальнейшие планы разработки усилителя нацелены на устранение вышеописанных проблем, а также внедрение готового устройства в макет лабораторной работы.

Литература

1. Лопаткин А.В. Проектирование печатных плат в системе PCAD 2001 / А.В. Лопаткин. Нижний Новгород: НГТУ, 2002. 190 с.

УДК 621.396.41

GaAs МИС ЦИФРОВОГО АТТЕНЮАТОРА ДИАПАЗОНА 1–10 ГГц*К.А. Алексеев*

Представлены результаты разработки монолитной интегральной схемы (МИС) шестиразрядного СВЧ-аттенюатора с интегрированным драйвером управления, выполненного на основе 0,25 мкм рНЕМТ технологии ЗАО НПФ «Микран». Атенюатор является одним из ключевых элементов, используемых в ППМ АФАР.

Ключевые слова: МИС, ПТШ, П-звено, аттенюатор.

Для реализации аттенюатора была выбрана схема с использованием коммутируемых резистивных П-секций. Управление секциями в аттенюаторе осуществляется либо рin-диодами, либо полевыми транзисторами с затвором Шоттки (ПТШ). В данном аттенюаторе в качестве ключевых элементов использовались ПТШ, поскольку в отличие от рin диодов у ПТШ отсутствует потребляемый ток по цепи управления, выше рабочая частота и быстроедействие [1].

Электрическая схема аттенюатора (рис. 1) представляет собой каскадное включение шести секций (0,5, 1, 2, 4, 8 и 16 дБ). Таким образом, аттенюатор имеет 64 состояния ослабления сигнала (см. рис. 4, б) от 0 до 31,5 дБ с шагом 0,5 дБ.

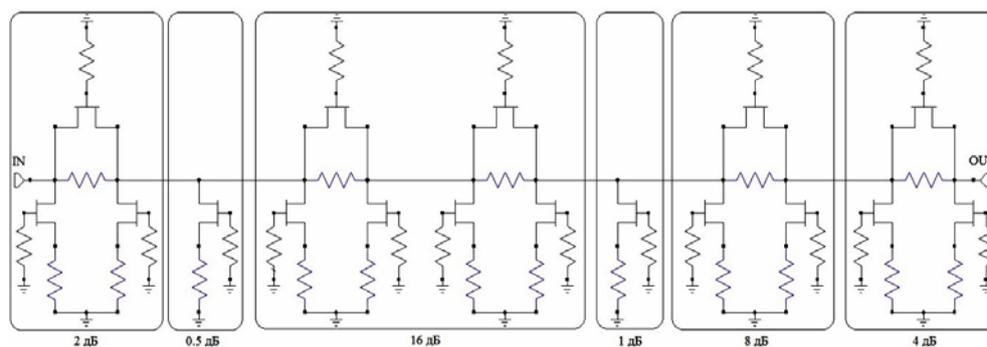


Рис. 1. Электрическая схема шестиразрядного аттенюатора

Вторая и четвертая секции аттенюатора выполнены на основе коммутируемых ячеек Т-образных секций, за счет чего уменьшились паразитная фазовая конверсия и потери аттенюатора в опорном состоянии. Управление этими секциями осуществляется одним управляющим сигналом.

Все остальные секции построены по принципу П-звена (рис. 2). Цифрами 1 и 2 обозначены СВЧ-вход и выход, буквами А и В – контактные площадки для управления. Резисторы R1–R3 образуют П-звено аттенюатора, R4–R6 – резисторы в цепи управления ПТШ. Когда транзистор VT1 находится в открытом состоянии, то транзисторы VT2 и VT3 закрыты.

Секция ослабления на 16 дБ состоит из двух последовательно включенных секций с ослаблением 8 дБ. Соединение между секциями выполнено микрополосковой линией для уменьшения фазового сдвига звена [2].

Согласование секций между собой и в тракте 50 Ом выполнено при помощи высокоомных микрополосковых линий, благодаря которым удалось достичь фазовой конверсии, не превышающей 15°.

Переключение между секциями аттенюатора осуществляется изменением управляющего напряжения на затворе ПТШ, что приводит к изменению сопротивления сток-исток. Из-за того что сопротивление транзистора не равно нулю в открытом состоянии и бесконечности в закрытом, появляются потери. Потери аттенюатора в опорном состоянии (рис. 3) не превышают 4 дБ для рабочего диапазона.

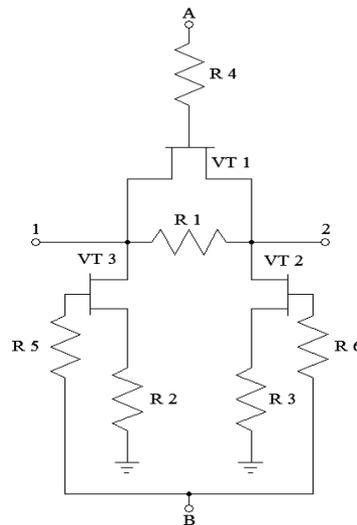


Рис. 2. Секция аттенюатора

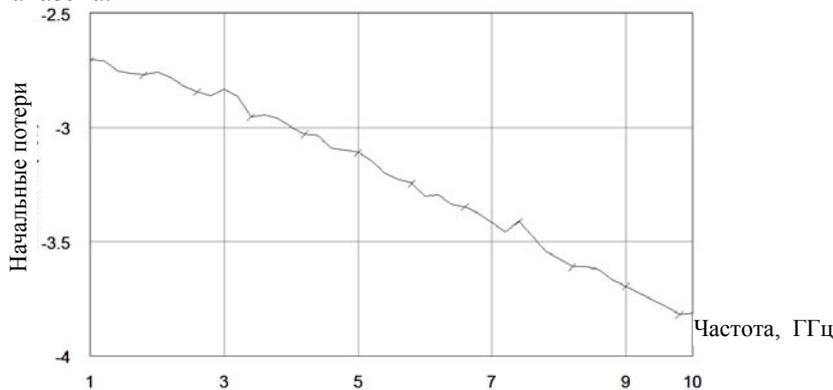


Рис. 3. Потери в опорном состоянии аттенюатора

Коэффициент передачи аттенюатора (рис. 4) имеет неравномерность не более 1 дБ во всем рабочем диапазоне.

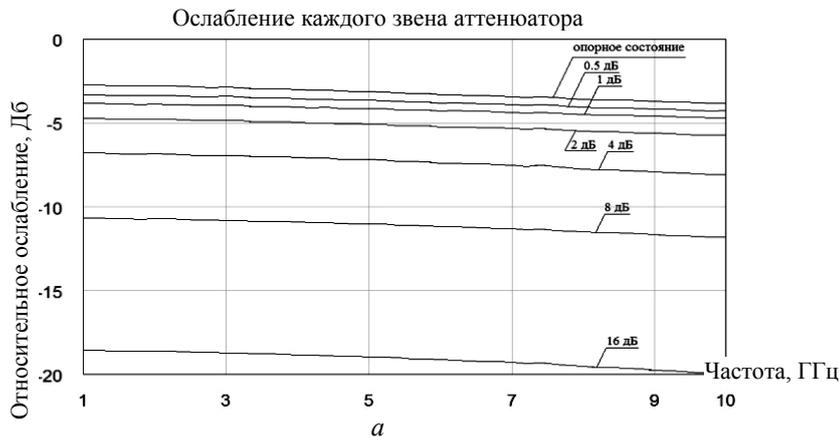


Рис. 4 (начало)

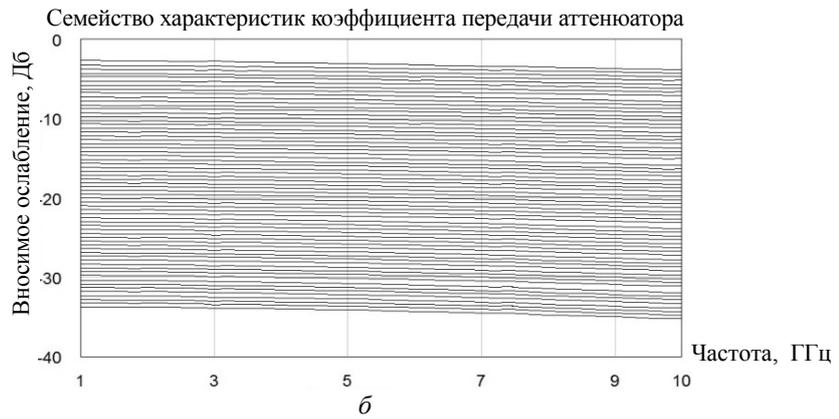


Рис. 4 (окончание). Частотные характеристики аттенюатора

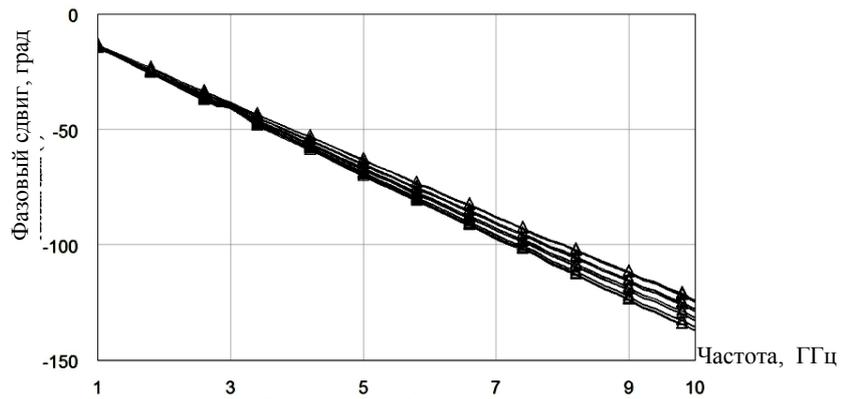


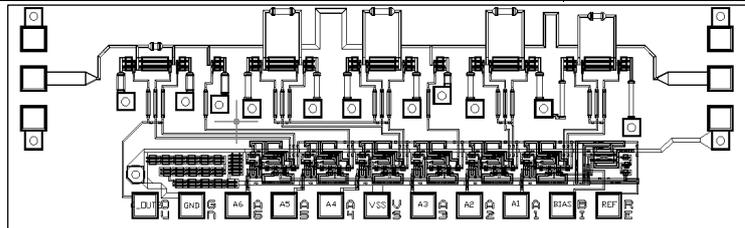
Рис. 5. Суммарный фазовый сдвиг

По результатам моделирования разработана топология кристалла (рис. 6), габаритные размеры составляют 3,1×1,1 мм. Основные характеристики аттенюатора приведены в таблице.

Основные параметры аттенюатора

Параметр, единица измерения	Значение
Диапазон рабочих частот, ГГц	1–10
Количество разрядов	6
Начальные потери, дБ, не более	3,8
Диапазон вносимых ослаблений, дБ	31,5
Шаг вносимого ослабления, дБ	0,5
Паразитная фазовая конверсия, град, не более	14
Напряжение питания, В	-7,5
Тип сигналов управления	Уровни ТТЛ

Рис. 6. Топология кристалла МИС



Заключе-

ние. В результате проделанной работы была получена топология кристалла МИС дискретного шестиразрядного аттенюатора с драйвером управления. Расчетные параметры аттенюатора не уступают зарубежным аналогам. Далее можно улучшить фазовые характеристики старших разрядов аттенюатора, путем введения в секции фазосдвигающих элементов, компенсирующих фазовый набег ПТШ.

На данном этапе аттенюатор представляет собой законченную модель МИС, готовую для пробной реализации на пластине.

Литература

1. Dai Y.S. DC-50 GHz switch MESFET modeling technique for GaAs control MMICs and its application.
2. Dai Y.S., Li P., Han Q.F. Research on A Novel 2-18 GHz PHEMT MMIC Digital Attenuator with Low Insertion Phase Shift.

УДК 621.382.2/3

GaAs МИС ШЕСТИРАЗЯДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

В.В. Курикалов, А.В. Кондратенко

Представлены результаты разработки МИС шестиразрядного фазовращателя, выполненного на основе технологического процесса PP25-21 компании WIN Semiconductors и предназначенного для применения в составе приемопередающих модулей АФАР X-диапазона частот. Потери в опорном состоянии не более 5,5 дБ; амплитудная конверсия не более 1 дБ; среднеквадратическое отклонение фазовой ошибки менее 2°. Управляющие напряжения 0/–5 В. Габаритные размеры кристалла 3,4×1,2×0,1 мм².

Ключевые слова: монолитная интегральная схема, фазовращатель, фазосдвигающая секция.

Одним из основных функциональных узлов в составе приемопередающих модулей активной фазовой антенной решетки являются фазовращатели. Исполнение фазовращателей, как и других функциональных узлов радиотракта, в виде монолитных интегральных схем (МИС) позволяет существенно снизить габаритные размеры модулей, получить высокую повторяемость параметров, уменьшить трудоемкости сборки, а следовательно, снизить себестоимость, сократить количество проволочных выводов и, как следствие, увеличить надежность модулей.

В данной статье представлены результаты разработки 6-разрядного фазовращателя X-диапазона частот на основе технологического процесса PP25-21 компании WIN Semiconductors.

Фазовращатель содержит в своем составе шесть секций, обеспечивающих вносимый фазовый сдвиг 5,6; 11,2; 22,5; 45; 90 и 180°. Эквивалентные схемы секций приведены на рис. 1.

Секция 90° выполнена на переключаемых фильтрах третьего порядка. Преимуществом данного решения являются малая неравномерность вносимого фазового сдвига в рабочей полосе частот и малая амплитудная конверсия. Главным недостатком является высокий уровень потерь по сравнению с другими вариантами реализации секций. Секция 180° выполнена на переключаемых фильтрах пятого порядка. Повышение порядка фильтров позволяет снизить неравномер-

ность фазового сдвига и уменьшить амплитудную конверсию на краях рабочего диапазона. Секции 45 и $22,5^\circ$ выполнены с коммутационными элементами в составе фильтра. Данное решение является компромиссным относительно габаритных размеров секций, неравномерности вносимого фазового сдвига, уровня начальных потерь и амплитудной конверсии в рабочей полосе частот. Секции $11,2$ и $5,6^\circ$ выполнены на вырожденных ФВЧ и ФНЧ. Основными достоинствами данного схемного решения являются низкие вносимые потери и малые габаритные размеры секции [1].

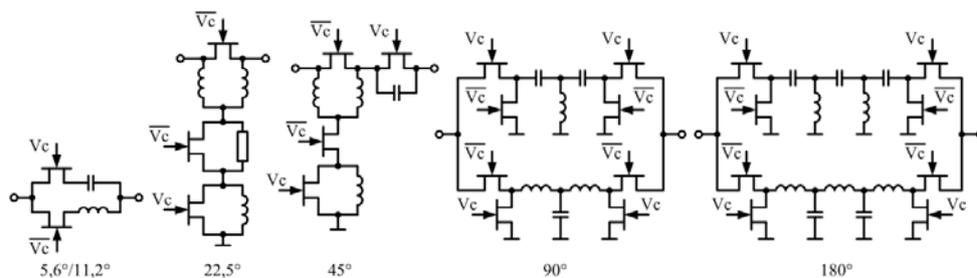


Рис. 1. Эквивалентные схемы секций фазовращателя

Секции 180 и 90° включены по входу и выходу фазовращателя соответственно. Данное решение обусловлено тем фактом, что данные секции обладают наименьшими значениями модуля коэффициента отражения [2]. Топология МИС фазовращателя представлена на рис. 2.

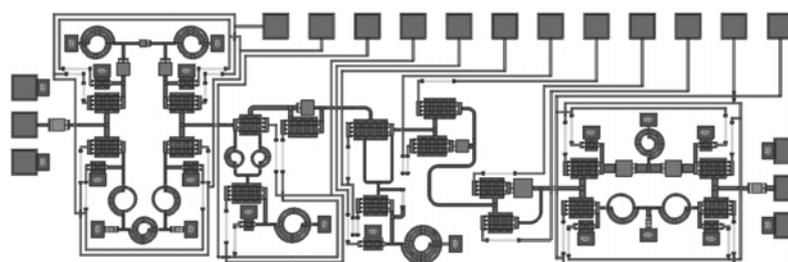


Рис. 2. Топология МИС фазовращателя

Частотные зависимости коэффициента передачи, вносимого фазового сдвига для всех состояний фазовращателя, а также среднеквадратического отклонения фазовой и амплитудной ошибок представлены на рис. 3, *а*, *б* и 4 соответственно.

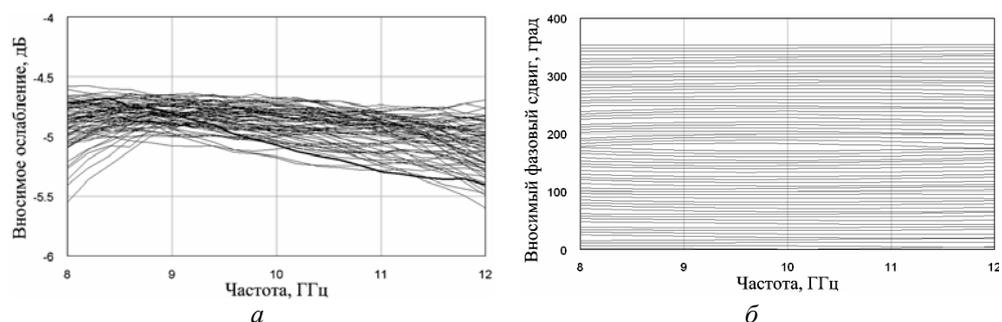


Рис. 3. Частотные зависимости вносимого ослабления (*а*) и вносимого фазового сдвига (*б*)

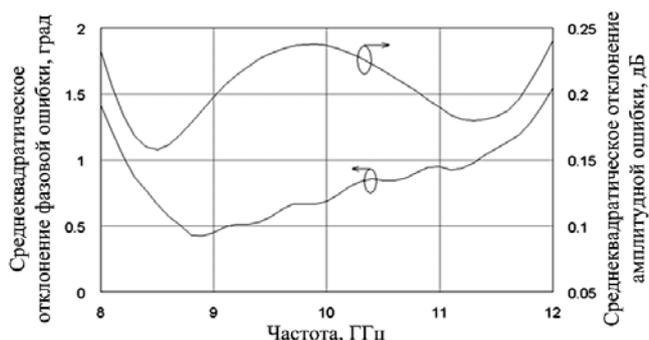


Рис. 4. Среднеквадратическое отклонение фазовой и амплитудной ошибок

Основные расчетные электрические параметры приведены в таблице.

Расчетные электрические параметры

Наименование параметра, единица измерения	Значение
Диапазон рабочих частот, ГГц	8–12
Диапазон вносимого фазового сдвига, град	355
Шаг вносимого фазового сдвига, град	5,6
Потери в опорном состоянии, дБ, не более	5,5
Паразитная амплитудная конверсия, дБ, не более	1
Среднеквадратическое отклонение фазовой ошибки, град, не более	2
Среднеквадратическое отклонение амплитудной ошибки, дБ, не более	0,2
Возвратные потери по входу/выходу, дБ, не более	11,5
Сигналы управления, В	0/-5

В результате проделанной работы была разработана МИС фазовращателя для дальнейшего применения в ППМ АФАР X-диапазона частот. На базе полученного фазовращателя возможны последующие разработки на других технологических процессах, а также на других частотных диапазонах.

Литература

1. Баров А.А. GaAs МИС дискретных фазовращателя и аттенюатора для ППМ АФАР космического применения / А.А. Баров, А.В. Кондратенко // Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2012). 2012. С. 91–92.
2. Xiaofeng Y. C-band 6-bit phase shifter for phase array antenna / Y. Xiaofeng, S. Jiangyi // Journal of Semiconductors. 2013. April. Vol. 34. № 4 [Электронный ресурс] URL: http://www.jos.ac.cn/bdtxben/ch/reader/view_abstract.aspx?file_no=12071002&flag=1

УДК 621.382.2/3

ВЫСОКОЧАСТОТНАЯ МОДЕЛЬ МОП КНИ-ТРАНЗИСТОРА

И.О. Метелкин, Н.А. Усачев, Г.В. Чуков, В.В. Елесин

Представлены результаты моделирования статических и высокочастотных характеристик МОП транзистора на структуре «кремний-на-изоляторе» средствами приборно-технологического САПР (TCAD). Проведена оценка значений частоты единичного усиления и максимальной частоты генерации многоэлементного МОП КНИ-транзистора.

Ключевые слова: кремний-на-изоляторе, сверхвысокая частота, приборно-технологическое моделирование.

Создание отечественных субмикронных МОП КНИ-транзисторов на структурах «кремний-на-изоляторе» (КНИ) с частотой единичного усиления более 20 ГГц является основой для разработки радиационно стойких интегральных схем СВЧ-диапазона [1]. Системы автоматизированного проектирования (САПР) и приборно-технологического моделирования (TCAD) позволяют проводить оптимизацию конструкции и топологии приборов, минуя многочисленные дорогостоящие технологические запуски [2].

В настоящей работе создана приборно-технологическая модель МОП КНИ-транзистора, предназначенная для расчетов высокочастотных и шумовых свойств. Создание модели проводилось в следующей последовательности:

1. Экспериментальное исследование тестовой структуры МОП КНИ транзистора – измерение вольт-амперных характеристик (ВАХ) и S -параметров, измерение коэффициента усиления и коэффициента шума малошумящего усилителя (МШУ), построенного на основе тестового транзистора в схеме включения с общим истоком.

2. Создание трехмерной модельной структуры транзистора в TCAD, восстановление ее конструктивно-физических параметров по экспериментальным ВАХ.

3. Расчет шумовых и S -параметров «внутреннего» МОП КНИ-транзистора средствами TCAD.

4. Синтез эквивалентной схемы «внешнего транзистора» и восстановление параметров внешних паразитных элементов для реальной топологии тестовой транзисторной структуры на основе экспериментальных S -параметров.

5. Расчет шумовых параметров МОП КНИ-транзистора в составе МШУ с учетом внешних паразитных элементов.

6. Анализ зависимостей частоты единичного усиления (f_1) и максимальной частоты генерации ($f_{\text{макс}}$) от длины канала (L) транзистора.

Исследования проводились на экспериментальной базе испытательного центра ОАО «ЭНПО СПЭЛС». Измерения ВАХ и S -параметров проводились в диапазоне частот 0,1–20 ГГц средствами СВЧ-зондовой станции Summit 12000 В, векторного анализатора цепей (ВАЦ) E8361A и анализатора параметров полупроводниковых приборов 4156С. Математическое исключение контактных площадок из результатов измерений тестовых структур осуществлялось посредством процедуры «деембеддинга» с применением структур «open» и «short» [3]. Исследования параметров тестового МШУ проводились с помощью ВАЦ PNA-N-5230 и анализатора спектра MXAN9020A.

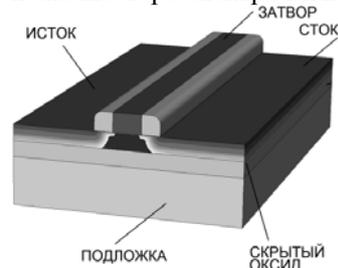


Рис. 1. Структура МОП КНИ-транзистора

На рис. 1 представлен внешний вид трехмерной модельной структуры элементарного МОП КНИ-транзистора, созданной в Sentaurus TCAD. Параметры структуры приведены в табл. 1.

Как правило, в радиочастотных схемах применяются транзисторы с шириной затвора от десятков до сотен микрон, в этой связи требуются составные транзисторы с параллельным соединением нескольких параметризованных элементарных транзисторов. Моделирование транзисторной структуры проводилось в два этапа. На первом этапе с помощью TCAD рассчитывались S -параметры и шумовые параметры элементарного транзистора. На втором этапе с помощью САПР Advanced Design System (ADS) проводилось моделирование составного транзистора.

Основные параметры структуры МОП КНИ-транзистора

Параметр, единица измерения	Значение
Толщина подзатворного окисла, Å	70
Глубина залегания стока/истока, мкм	0,25
Концентрация примеси в канале, см ⁻³	$4,3 \cdot 10^{17}$
Концентрация примеси в областях стока и истока, см ⁻³	$3,5 \cdot 10^{18}$
Концентрация примеси в поликремниевом затворе, см ⁻³	$3,8 \cdot 10^{19}$
Толщина слоя кремния, мкм	0,2
Толщина захороненного окисла, мкм	1,0
Длина затвора транзистора, мкм	0,35
Ширина затвора транзистора, мкм	4,0
Площадь области стока/истока транзистора, мкм ²	4,8
Периметр области стока/истока транзистора, мкм	10,4

Экспериментальные и расчетные ВАХ тестовой структуры МОП КНИ-транзистора представлены на рис. 2.

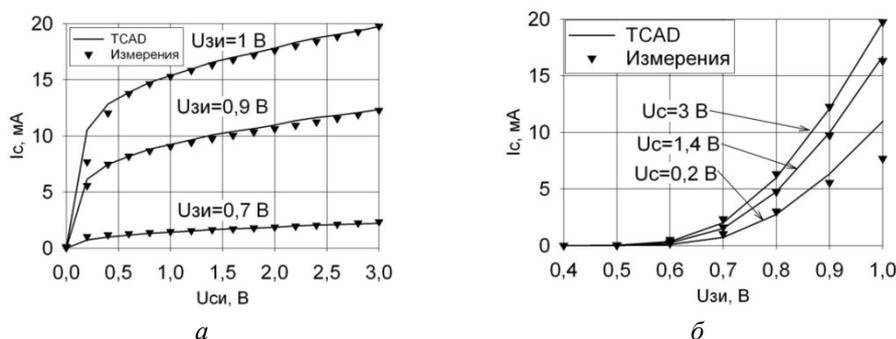


Рис. 2. Результаты измерений и расчетов выходной (а) и проходной (б) ВАХ *n*-МОП КНИ-транзистора с параметрами $W/L=1000/0,35$ мкм

Расчет *S*-параметров с учетом влияния внешних паразитных элементов проводился с помощью малосигнальной эквивалентной схемы, представленной на рис. 3.

Элемент «TCAD» представляет собой s2p-блок с шумовыми и *S*-параметрами транзистора, включенного по схеме «общий исток», рассчитанными средствами TCAD. Параметры паразитных элементов, отражающих сопротивления и индуктивности контактов к транзистору (R_g , L_g , L_s , L_d), а также емкостные связи между ними (C_{gs} и C_{gd}) определялись из экспериментальных данных. На рис. 4 представлены результаты расчета *S*-параметров МОП КНИ-транзистора ($W/L = 1000/0,35$ мкм) с учетом внешних паразитных элементов. Расчетные зависимости удовлетворительно согласуются с результатами эксперимента до 4 ГГц, не превышающие 1...2 дБ расхождения, могут быть обусловлены тем, что при моделировании в САПР ADS параллельного соединения нескольких приборов не учитывается взаимодействие между этими приборами.

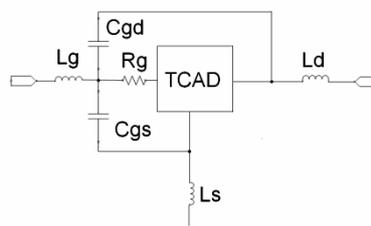


Рис. 3. Малосигнальная эквивалентная схема для расчета высокочастотных характеристик МОП КНИ-транзистора

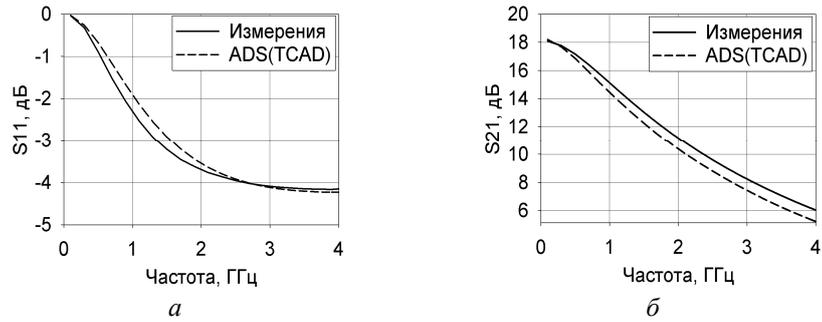


Рис. 4. Результаты расчетов и измерений S_{11} (а) и S_{21} (б) с учетом внешних паразитных элементов для МОП КНИ-транзистора с $W/L = 1000/0,35$ мкм

Оценка значений f_t и $f_{\text{макс}}$ проводилась двумя способами: на основе S -параметров, рассчитанных с помощью TCAD для транзисторов с различной длиной канала, и по выражениям [4]:

$$f_t = \frac{V_s}{2\pi L}, \quad (1)$$

$$f_{\text{макс}} = \frac{f_t}{2\sqrt{r + f_t\tau_3}}, \quad (2)$$

где V_s – скорость насыщения электрона в канале (6×10^4 м/с); r – отношение входного и выходного сопротивлений (4×10^{-3}); τ_3 – постоянная времени, определяемая сопротивлением затвора и емкостью между стоком и затвором (1,3 пс); L – длина затвора.

Результаты расчета f_t и $f_{\text{макс}}$ по S -параметрам хорошо согласуются с аналитическими зависимостями, что показано на рис. 5. Для транзистора с длиной канала 0,35 мкм значение $f_{\text{макс}}$, полученное на основе S -параметров, составляет 90 ГГц, что близко к оценке $f_{\text{макс}}$, полученной моделированием средствами TCAD, составляющей 100 ГГц.

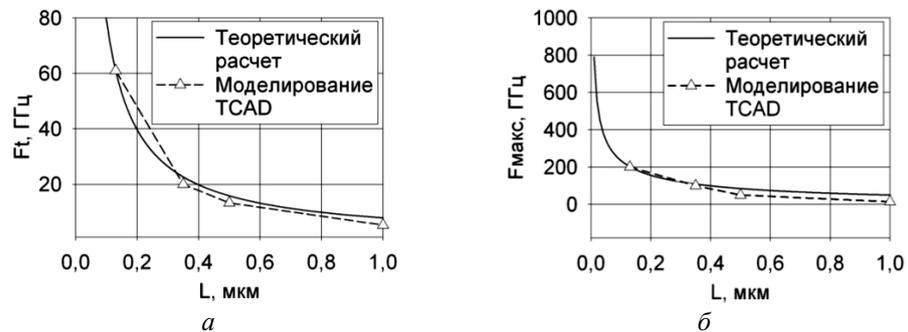


Рис. 5. Зависимость частоты f_t (а) и $f_{\text{макс}}$ (б) от длины канала L

Модельная структура МШУ представляла собой n-МОП КНИ-транзистор, разваренный в измерительную оснастку проволочками определенной длины, играющими роль согласующих индуктивностей (рис. 6).

На рис. 7 представлены экспериментальные и расчетные частотные зависимости коэффициента усиления (K_y) и коэффициента шума ($K_{ш}$) модельного

МШУ. Расчет проводился по схеме на рис. 6 с использованием эквивалентной схемы (см. рис. 3).

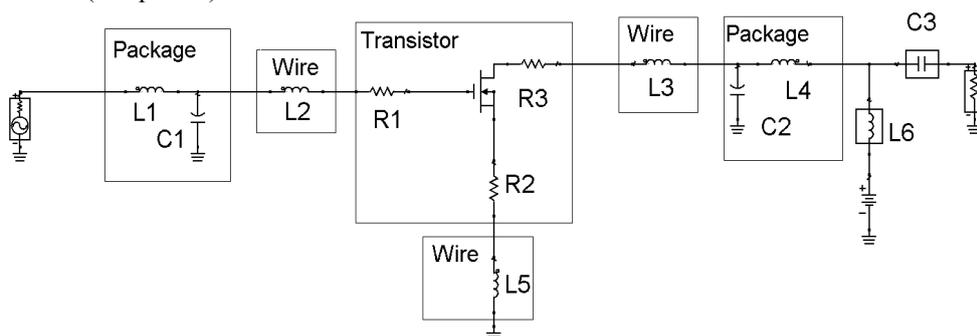


Рис. 6. Схема МШУ на МОП КНИ транзисторе

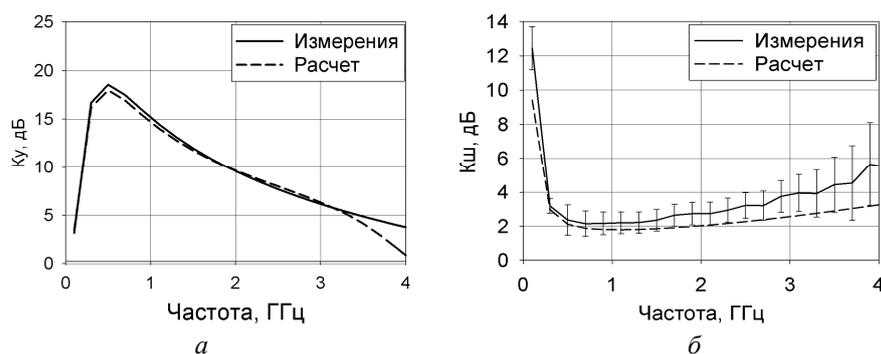


Рис. 7. Результаты измерений и расчета K_y (а) и $K_{ш}$ (б) МШУ на МОП КНИ-транзисторе с $W/L = 1000/0,35$ мкм

Согласно рис. 7 результаты расчета коэффициентов усиления и шума МШУ согласуются с экспериментальными данными в пределах погрешности измерений. На частоте 1,5 ГГц расчетное значение $K_{ш}$ составляет 2 дБ при величине коэффициента усиления (K_y) 12 дБ.

Созданная в настоящей работе модель МОП КНИ-транзистора, включающая в себя приборно-технологическую модель «внутреннего транзистора» и эквивалентную схему «внешнего транзистора», позволяет проводить адекватные расчеты ВАХ, шумовых и S-параметров на частотах до 4 ГГц. Согласно проведенной оценке значение частоты единичного усиления составляет 30 ГГц, а максимальная частота генерации – 90 ГГц. Полученные зависимости хорошо согласуются с экспериментальными результатами [1].

Литература

1. Елесин В.В. Расчетно-экспериментальное исследование возможности разработки радиационно стойких БИС навигационного назначения по отечественной КМОП КНИ технологии с нормами 0,35 мкм / В.В. Елесин, Г.Н. Назарова, Г.В. Чуков, Ю.А. Кабальнов и др. // Микроэлектроника. 2012. Т. 41, №4. С. 291–303.
2. Петросянц К.О. Квази-трехмерное приборное моделирование КНИМОП структур с учетом стационарного ионизирующего излучения / К.О. Петросянц, И.А. Харитонов, Е.В. Орехов, А.П. Ятманов // Электроника, микро- и нанoeлектроника: сб. науч. тр. М.: МИФИ, 2009. С. 241–249.

3. Чуков Г.В. Способы подключения кристаллов СВЧ-блоков к измерительному тракту // Электроника, микро- и нанoeлектроника: сб. науч. тр. М.: МИФИ. 2010. С. 155–159.

4. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. М.: Мир, 1984. 456 с.

УДК 621.382

ЭФФЕКТЫ ДОЗОВОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ В ИС СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ, ИЗГОТОВЛЕННЫХ ПО ТЕХНОЛОГИИ КМОП КНС

Г.Н. Назарова, А.Г. Кузнецов, В.В. Елесин

Представлены результаты экспериментальных исследований и расчетного моделирования эффектов дозового воздействия в ИС СВЧ SPDT-переключателя PE4230 компании Peregrine Semiconductor, изготовленной по технологии «кремний-на-сапфире».

Ключевые слова: кремний-на-сапфире, SPDT-переключатель, дозовые эффекты.

Структуры «кремний-на-диэлектрике» (КНД) являются перспективными для создания СВЧ КМОП БИС специального назначения. На данный момент развиваются два основных направления реализации КНД-структур: «кремний-на-изоляторе» (КНИ) и «кремний-на-сапфире» (КНС). Результаты экспериментального исследования и расчетного моделирования эффектов дозового воздействия в интегральных схемах (ИС), изготовленных по КМОП КНИ-технологии опубликованы в ряде работ отечественных и зарубежных авторов [1–3].

Вторым направлением развития СВЧ ИС на структурах КНД является технология КНС. Одной из немногих выпускающих СВЧ КМОП КНС ИС является компания Peregrine Semiconductor (далее Peregrine) – держатель патентов на ультратонкую технологию КМОП КНС (Ultra Thin Silicon (UTSi) CMOS process). КНС ИС выпускаются в коммерческом, военном и космическом (радиационно стойком) исполнениях, имеющих схожие электрические характеристики и внешне отличающихся типом корпуса, причем компания гарантирует уровень стойкости ИС к дозовому воздействию в «космическом» исполнении не менее 300 крад (Si). Между тем результаты отечественных исследований стойкости ИС компании Peregrine авторам не известны. В этой связи экспериментальное выявление параметров-критериев стойкости, предварительная оценка уровней стойкости и расчетное моделирование характеристик СВЧ КМОП КНС ИС при дозовом воздействии являются актуальными.

Объект и методика исследований. В качестве объекта исследования выбран КНС ИС СВЧ-переключателя «один в два» высокой мощности в коммерческом исполнении PE4230 (далее – ИС PE4230). Упрощенная структурная схема ИС PE4230 и фотография корпуса с удаленным пластиковым покрытием представлены на рис. 1.

Переключатель PE4230 пропускает без искажений СВЧ-сигнал от передатчика мощностью до +30 дБм и при этом имеет малые вносимые потери (ВП) и потери на отражение (ПО). Согласно технической документации [4] в переключателях с высокой линейностью, для которых 3 В управляющего напряжения недостаточно для прохождения СВЧ-сигнала без искажения, на кристалле реали-

зован генератор отрицательного напряжения (ГОН), что увеличивает динамический диапазон переключателя (см. рис. 1, а).

Исследования ИС PE4230 на стойкость к дозовому воздействию проводились на базе испытательного центра ОАО «ЭНПО СПЭЛС» с использованием линейного ускорителя электронов «У-31/33» в режиме тормозного гамма-излучения. При облучении ИС находилась в активном статическом режиме $V_{dd} = 3$ В, CTRL= 3 В: канал RFC1 был открыт, а канал RFC2 – закрыт (см. рис. 1, б).

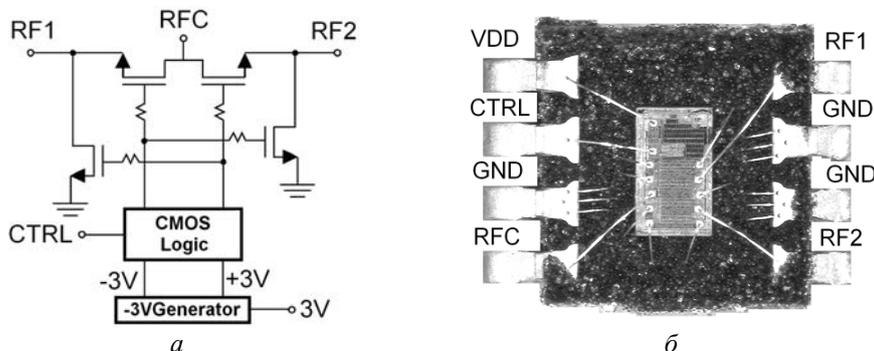


Рис. 1. Структурная схема (а) и фотография корпуса ИС PE4230 после декапсуляции (б)

Результаты испытаний. В ходе экспериментального исследования ИС PE4230 при дозовом воздействии до уровня 10^6 ед были определены параметры-критерии стойкости: верхняя граница линейности входной амплитудной характеристики (P_1 , дБ вх) и ток потребления (I_n). Предварительный уровень стойкости ИС PE4230 не превышает 10^5 ед.

Экспериментально установлено, что уровень стойкости по параметру ВП составляет не менее $5 \cdot 10^3$ ед. Обнаружен эффект «асимметрии деградации каналов»: при поглощенной дозе 10^6 ед деградация ВП канала RFC-RF2 на 1 дБ превышает деградацию для канала RFC-RF1. Значение развязки при дозовом воздействии улучшается, при этом наблюдается «асимметрия деградации каналов», но в обратную сторону, чем у ВП. Заметна деградация развязки канала RFC-RF1 в области частот менее 800 МГц, а для канала RFC-RF2 деградация практически отсутствует.

Уровень стойкости по параметру КСВН составляет не менее $5 \cdot 10^5$ ед. Наблюдается «асимметрия деградации каналов»: при поглощенной дозе 10^6 ед ПО порта RFC, замкнутом на RF2, уходят за нормативные значения, а для порта RFC, замкнутом на RF1, – остаются в пределах нормы.

Экспериментальные дозовые зависимости P_1 , дБ вх и тока потребления ИС PE4230 показаны на рис. 2, согласно которым P_1 , дБ вх снижается с ростом дозы и при уровне 10^6 ед не превышает 18 дБм. Уровень стойкости по параметру P_1 , дБ вх составляет не менее $1 \cdot 10^5$ ед. Малосигнальный ток потребления монотонно увеличивается с ростом дозы и при уровне 10^6 ед достигает 130 мкА (см. рис. 2). Уровень стойкости по параметру ток потребления составляет не менее $1 \cdot 10^5$ ед.

Моделирование обнаруженных дозовых эффектов в ИС PE4230. С целью объяснения обнаруженных в ИС PE4230 дозовых эффектов и понимания стоящих за ними физических процессов проведено расчетное схемотехническое моделирование SPDT-переключателя средствами САПР.

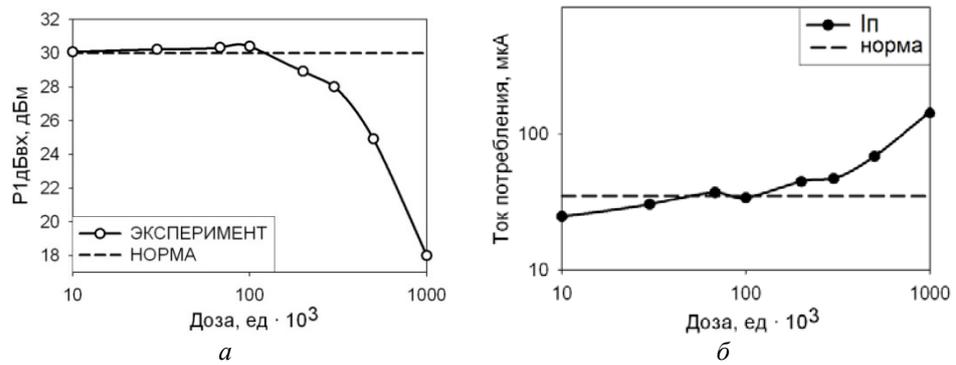


Рис. 2. Экспериментальные дозовые зависимости P_1 , дБ вх (а) и тока потребления (б) ИС PE4230 на частоте 2 ГГц

На рис. 3 показана упрощенная схема для расчетного моделирования при дозовом воздействии в состоянии канал RFC1 открыт, канал RFC2 закрыт. Электрическая схема SPDT-переключателя реализована на МОП-транзисторах с длиной канала 0,25 мкм из библиотеки кремниевой технологии. Ширина проходных транзисторов составляла 1300 мкм. Для моделирования ВП на низких частотах на вход переключателя добавлено последовательное сопротивление 3,5 Ом, а для учета влияния разварочных проволочек (в основном на развязку и ПО) на входы/выходы и «землю» добавлялись индуктивности.

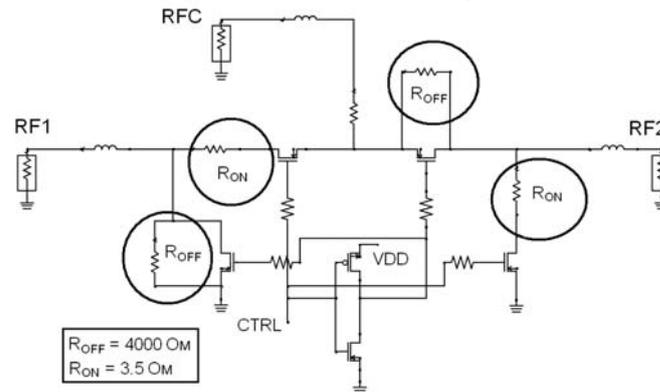


Рис. 3. Схема для расчетного моделирования SPDT-переключателя при дозовом воздействии в состоянии канал RFC1 открыт, канал RFC2 закрыт

Дозовое воздействие учитывалось включением внешних элементов, отражающих физические эффекты в структуре КНС МОП-транзистора. Так, при уровне воздействия 10^6 ед для учета деградации характеристик открытых МОП-транзисторов (вносимые потери) последовательно каналу добавлялся резистор R_{on} , а деградация закрытых транзисторов (развязка) учитывалась включением параллельного резистора R_{off} , отражающего механизм утечек в КНС структуре. Значения сопротивлений R_{on} и R_{off} определяются режимом транзистора при облучении (открыт/ закрыт).

Количественное соответствие результатов экспериментальных исследований и расчетного моделирования ВП и развязки ИС PE4230 до и после дозового воздействия, приведенные на рис. 4, свидетельствует в пользу адекватности предложенной простой модели на рис. 3.

Согласно рис. 2 процессы деградации P_1 , дБ и малосигнального тока потребления идут параллельно с выходом за пороговые значения при поглощенной дозе $1 \cdot 10^5$ ед. Именно эти параметры определяет уровень стойкости ИС, поскольку

деградация остальных параметров SPDT-переключателя происходит при более высоких дозах. Как указано выше, высокий уровень P_1 , дБ вх (до +30 дБм) переключателя обеспечивается применением встроенного блока ГОН. Предположительно, именно деградация параметров ГОН вызывает рост тока потребления ИС и приводит к одновременному снижению значения P_1 , дБ вх. По нашему мнению, именно наличие блока ГОН в составе ИС, обеспечивающего высокую линейность, существенно (в 3...5 раз) снижает стойкость ИС к дозовому воздействию.

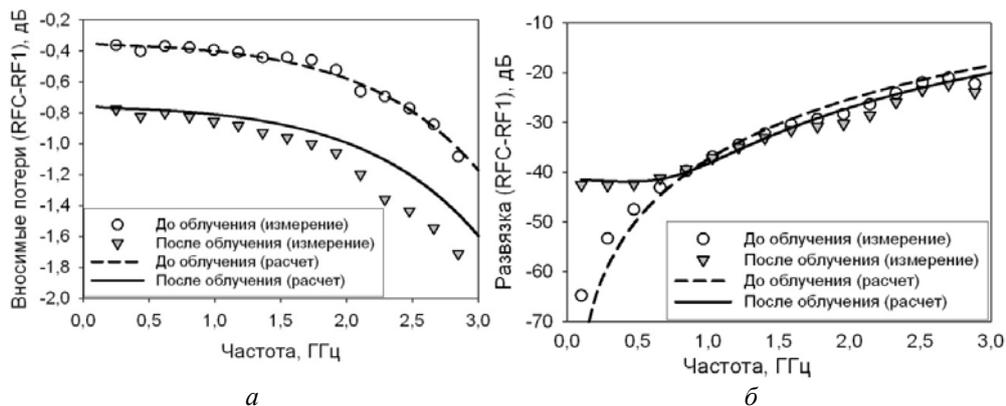


Рис. 4. Сравнительные результаты экспериментального исследования и расчетного моделирования частотных зависимостей вносимых потерь канала RFC-RF1 ИС PE4230 до и после дозового воздействия 10^6 ед: вносимые потери (а), развязка (б)

Заключение. В результате экспериментальных исследований СВЧ КМОП КНС ИС PE4230 установлены параметры-критерии стойкости к дозовому воздействию: верхняя граница линейности входной амплитудной характеристики и ток потребления. Предварительный уровень стойкости ИС PE4230 не превышает 10^5 ед.

Обнаружен новый дозовый эффект в ИС переключателя – асимметрия каналов. Предложена упрощенная модель, учета дозового воздействия на МОП КНС транзистор, количественно описывающая деградацию малосигнальных параметров SPDT-переключателя и качественно объясняющая деградацию нелинейных параметров.

Литература

1. The state-of-the-art of silicon-on-sapphire CMOS RF switches / D. Kelly, C. Brindle, C. Kemerling, M. Stuber // Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium. 2005. P. 200–203.
2. Shahidi G. SOI technology for the GHz Era // IBM J. Res. Develop. 2002. Vol. 46, № 2/3. P. 121–132.
3. Квази-трехмерное приборное моделирование КНИ МОП-структур с учетом стационарного ионизирующего излучения / К.О. Петросянец, И.А. Харитонов, Е.В. Орехов, А.П. Ятманов // Электроника, микро- и нанoeлектроника: сб. науч. тр. М.: МИФИ, 2009. С. 241–249.
4. Техническое описание на ИС PE4230 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.psemi.com/pdf/datasheets/pe4230ds.pdf> (дата обращения: 15.09.2014).

ПОСТРОЕНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ МОНОЛИТНОЙ СПИРАЛЬНОЙ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ НА ОСНОВЕ СВЧ-ИЗМЕРЕНИЙ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

А.С. Сальников, Л.И. Бабак

Описана процедура построения параметрической модели монолитной квадратной спиральной индуктивности на GaAs-подложке. Для построения модели использовались результаты измерений небольшого числа тестовых катушек, а также электромагнитного (ЭМ) моделирования катушки на более частой сетке геометрических размеров. При этом данные измерений тестовых структур использовались для определения электрофизических параметров материалов, необходимых при ЭМ-моделировании, и для верификации модели. Показано, что предложенная методика позволяет строить параметрические модели спиральных катушек индуктивности с достаточной для практики точностью.

Ключевые слова: GaAs, монолитная катушка индуктивности, параметрическая модель, ЭМ-моделирование.

СВЧ-монолитные интегральные схемы (МИС) находят широкое применение в современной радиоэлектронной аппаратуре. Одним из этапов создания СВЧ МИС является построение моделей пассивных и активных элементов, учитывающих технологические особенности конкретной технологии изготовления. При этом модели пассивных монолитных элементов должны быть по возможности параметрическими, т.е. отражать зависимость характеристик элемента от конструктивных параметров (например, геометрических размеров и т.д.).

Широко используются модели компонентов СВЧ МИС в виде эквивалентной схемы (ЭС), значения элементов которой зависят от конструктивных параметров (параметрические ЭС-модели). Достоинствами ЭС-моделей являются простота, быстрдействие и удобство встраивания практически в любую САПР.

Для построения параметрических ЭС-моделей пассивных компонентов (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности) могут использоваться результаты экспериментального измерения параметров рассеяния для большого числа тестовых элементов с разными значениями конструктивных параметров либо результаты электромагнитного (ЭМ) моделирования. Первый подход является дорогостоящим, для второго требуется решение трудоемкой задачи определения (измерения) электрофизических параметров материалов.

В работе [1] предложена новая методика построения параметрических ЭС-моделей пассивных компонентов, состоящая в следующем. На пластине изготавливается небольшое число тестовых компонентов. Из результатов их СВЧ-измерений и анализа физических уравнений определяются геометрические и электрофизические параметры, необходимые для ЭМ-моделирования компонента. Здесь в качестве промежуточных данных используются величины элементов простых ЭС для исходных тестовых элементов. Значения указанных геометрических и электрофизических параметров проверяются путём сравнения результатов измерения и моделирования тестовых компонентов. После этого ЭМ-моделирование используется для расчёта СВЧ-характеристик «виртуальных» тестовых компонентов на более частой сетке конструктивных состояний. Наконец, на основе расчёта «виртуальных» компонентов проводится построение параметрической модели, верифицируемой на реальных тестовых компонентах. Использо-

ние предложенной методики позволяет сократить время на проектирование тестовых компонентов и уменьшить занимаемое ими место на полупроводниковой пластине, что приводит к снижению стоимости изготовления тестовых структур.

В статье представлена основанная на этом подходе процедура построения параметрической модели квадратной спиральной индуктивности, выполняемой по монокристаллической GaAs-технологии.

Определение электрофизических параметров материалов для ЭМ-моделирования. Объектом моделирования являются тонкопленочные квадратные спиральные катушки индуктивности, используемые в GaAs МИС, трехмерное представление такой катушки индуктивности представлено на рис. 1, а. Катушка индуктивности представляет собой квадратную спираль, изготовленную в толстой пленке (гальванике) золота. Для соединения к внутреннему витку спирали в тонкой пленке золота изготавливается контактная линия. Электрическая изоляция между витками и контактной линией для внутреннего витка спирали обеспечивается с помощью воздушных мостиков. Для ЭМ-моделирования необходимо знать: геометрию катушки индуктивности; геометрические и электрофизические параметры обоих слоев металлизации (толщина $t_{\text{СПИР}}$ и удельная объемная проводимость $\sigma_{\text{СПИР}}$ для спирали, и эти же параметры $t_{\text{ВЫВ}}$ и $\sigma_{\text{ВЫВ}}$ для контактной линии).

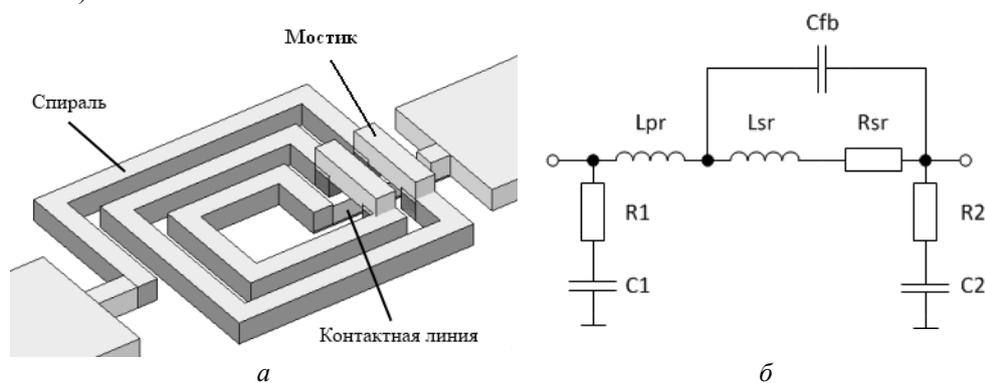


Рис. 1. Трехмерное представление (а) и ЭС-модель (б) квадратной спиральной катушки индуктивности

В статье [2] подробно описана методика определения указанных электрофизических параметров на основе процедуры экстракции простой ЭС-модели катушки индуктивности. В ходе эксперимента на GaAs-подложке (толщина $h = 100$ мкм, диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 12,9$) были изготовлены 8 экземпляров квадратных спиральных катушек индуктивности с шириной проводника $W = 10$ мкм, зазором между витками $S = 7$ и 10 мкм и количеством витков $T = 1,5; 2,5; 3,5$ и $4,5$. Измерения параметров рассеяния катушек проводились в частотном диапазоне $0,1\text{--}40$ ГГц. С помощью описанной в [2] методики были определены следующие значения параметров: $t_{\text{СПИР}} = 5$ мкм, $\sigma_{\text{СПИР}} = 4,17$ См/м, $t_{\text{ВЫВ}} = 0,3$ мкм, $\sigma_{\text{ВЫВ}} = 2,16$ См/м.

Построение параметрической модели монокристаллической катушки индуктивности. Построение параметрической ЭС-модели катушки проводилось на основе ЭМ-моделирования на сетке «виртуальных» элементов с конструктивными состояниями, представляющими все возможные сочетания следующих значений геометрических параметров: ширина $W = 10; 15; 20$ мкм, зазор между витками

$S = 5; 10$ мкм, количество оборотов спирали $T = 1,5; 2,5; 3,5$. ЭМ-моделирование выполнялось в пакете Sonnet Lite с использованием метода моментов. Среднее время моделирования одного «виртуального» тестового компонента составило 2 мин 52 с. В результате в диапазоне 0,1–40 ГГц получены параметры рассеяния 18 «виртуальных» тестовых элементов. Для параметрической модели была выбрана структура ЭС, представленная на рис. 1, а. Методика экстракции такой ЭС предложена в [3] и реализована в программе Extraction-P [4].

Для построения параметрической модели катушки индуктивности проводилась экстракция ЭС одинаковой структуры (см. рис. 1, а) при разных значениях конструктивных параметров. После этого зависимости значений каждого элемента ЭС от геометрических размеров аппроксимировались функцией трех переменных: W , T и S . Однако аппроксимация функции двух переменных более удобна и проста. Поскольку параметр S в диапазоне его изменения слабо влияет на характеристики катушки индуктивности, для упрощения зависимость элементов ЭС от параметра S будем полагать линейной. Это позволяет перейти к задаче аппроксимации двух зависимостей при крайних состояниях $S = S_1$ и $S = S_2$ с помощью функций двух переменных W и T при последующей «сшивке» этих функций линейной интерполяцией.

Например, зависимость $L_{sr}(W, S, T)$ выглядит следующим образом:

$$L_{sr1}(W, T) = 0,24 - 7,8 \cdot 10^{-3} W - 0,018 T + 5,1 \cdot 10^{-4} WT + 7,8 \cdot 10^{-4} T^2, \quad S = S_1;$$

$$L_{sr2}(W, T) = 0,26 - 7,9 \cdot 10^{-3} W - 0,022 T + 5,3 \cdot 10^{-4} WT + 9,1 \cdot 10^{-4} T^2, \quad S = S_2;$$

$$L_{sr}(W, S, T) = L_{sr1}(W, T) + (L_{sr2}(W, T) - L_{sr1}(W, T)) \frac{(S - S_1)}{(S_2 - S_1)},$$

где $S_1 = 7$ мкм, $S_2 = 10$ мкм.

Аналогичные выражения были получены для всех элементов ЭС (см. рис. 1, а).

Оценка точности построенной параметрической модели катушки индуктивности. После построения модели проводилась оценка её точности. Поскольку для рассматриваемых катушек индуктивности частота первого резонанса f_{res} может лежать в полосе частот до 40 ГГц, целесообразно использовать данную ЭС и оценивать её точность на частотах до f_{res} . Резонансная частота оценивалась по равенству нулю мнимой части входного импеданса $Z_{вх} = 1/Y_{11}$, найденного из результатов измерения S -параметров тестовых катушек индуктивности.

Значения относительной среднеквадратичной ошибки (СКО) параметрической модели, рассчитанные для различных фиксированных размеров тестовых катушек, приведены в таблице.

Погрешности масштабируемой модели монолитной катушки индуктивности

Наименование элемента	$0,95 f_{res}$	СКО, %	$\max \delta S_{ij} , \%$	$\max \Delta \varphi(S_{ij}), ^\circ$
W10S7T1.5	40	15,0	28	9,4
W10S10T1.5	40	14,4	29	21,4
W10S7T2.5	40	12,3	27	10,3
W10S10T2.5	37,4	13,2	29	15,4
W10S7T3.5	22,1	11,3	24	10,1
W10S10T3.5	21,0	12,2	26	10,9
W10S7T4.5	14,6	11,9	22	11,1
W10S10T4.5	13,2	10,0	22	8,9

СКО определялась по всем четырем параметрам рассеяния – S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} и по всем точкам в заданном частотном диапазоне. Там же указаны значения максимальной относительной погрешности по модулю $\max \delta |S_{ij}|$ и максимальной абсолютной погрешности по фазе $\max \Delta \varphi(S_{ij})$ S -параметров модели. Расчёт всех ошибок проводился в частотном диапазоне от 0,1 ГГц до частоты $0,95f_{res}$. Наименование элементов содержит значения геометрических размеров, например, W10S10T4.5 – это катушка индуктивности со следующими параметрами: $W = 10$ мкм, $S = 10$ мкм, $T = 4,5$ оборота.

В качестве примера на рис. 2 представлено сравнение результатов измерения и моделирования параметров рассеяния для катушки индуктивности с количеством витков $T = 4,5$, шириной проводника $W = 10$ мкм, зазором $S = 10$ мкм. Как видно, значительное отклонение параметров рассеяния модели от результатов измерений начинается на частотах выше частоты резонанса (13,9 ГГц).

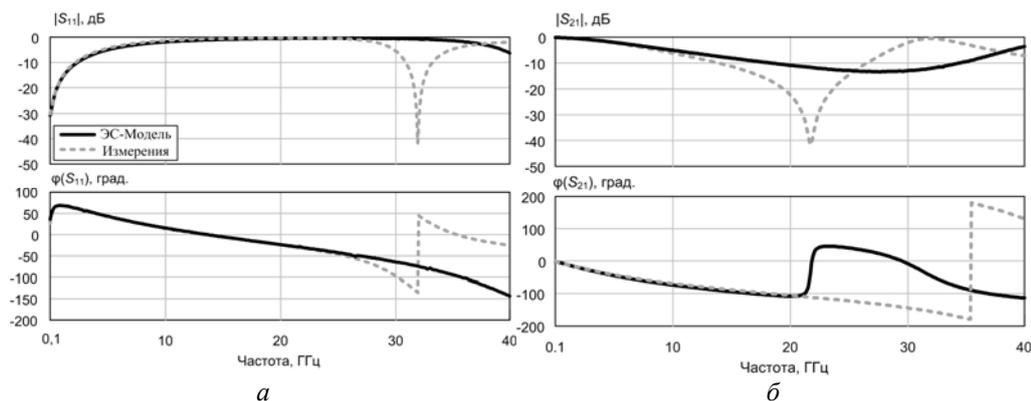


Рис. 2. Сравнение результатов моделирования и измерения параметров рассеяния катушки индуктивности W10S10T4.5

Заключение. Приведены результаты построения параметрической модели монолитной квадратной спиральной индуктивности на GaAs-подложке. При этом была использована новая методика, позволяющая за счёт привлечения ЭМ-моделирования уменьшить количество требуемых для построения модели изготавливаемых тестовых структур. Принципиальной особенностью методики является то, что данные (электрофизические параметры) для ЭМ-анализа «виртуальных» элементов определяются из результатов измерений S -параметров небольшого числа реальных тестовых элементов на основе экстракции их простой ЭС и анализа физических уравнений. Результаты подтверждают возможность применения предложенной методики при построении параметрических моделей квадратных спиральных катушек индуктивности для СВЧ МИС с достаточной для практики точностью.

Литература

1. Сальников А.С. Определение физических параметров монолитной катушки индуктивности на основе результатов СВЧ-измерений / А.С. Сальников, Л.И. Бабак // Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2014: матер. конф. 2014 (в печати).
2. Сальников А.С., Добуш И.М., Горяинов А.Е., Бабак Л.И. Построение параметрической модели монолитного тонкопленочного резистора на основе СВЧ-измерений и электромагнитного моделирования // Доклады ТУСУРа. 2014 (в печати).

3. Добуш И.М. Программа экстракции эквивалентных схем пассивных СВЧ-компонентов в среде символьных вычислений / И.М. Добуш, М.В. Черкашин, Л.И. Бабак // Матер. докладов VII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (10–11 ноября 2011 г.). Томск: В-Спектр, 2011. С. 161–168.

4. Горяинов А.Е. Программа для экстракции параметров эквивалентных схем пассивных компонентов СВЧ-монокристаллических интегральных схем / Горяинов А.Е. и др. // Матер. 22-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь: Вебер, 2012. Т. 1. С. 129–130.

УДК 621.382

МОЩНЫЕ AlGaIn/GaN НЕМТ L- И S-ДИАПАЗОНОВ

Н.А. Торхов, В.Г. Божков, А.В. Войсковский, Е.Г. Кириленко

Представлены статические и СВЧ-характеристики разработанного мощного AlGaIn/GaN транзистора с высокой подвижностью электронов с длиной затвора 0,5 мкм и полной шириной 4 мм. Ток стока составил $I_{Dmax} > 3,5$ А, пробивное напряжение 70 В, малосигнальный коэффициент усиления на частоте 4 ГГц составил $G_{SS} \approx 16$ дБ. Оценка максимального значения выходной мощности в импульсном режиме составила $P_{sat} \approx 27$ Вт.

Ключевые слова: нитрид галлия, транзистор с высокой подвижностью электронов, статические характеристики, СВЧ-мощность.

Использование широкозонных полупроводников, таких как GaN, обладающих по сравнению с GaAs большей шириной запрещенной зоны ($E_g = 3,49$ эВ), большей теплопроводностью (2 Вт/см/К) [1], подвижностью 900–2000 [2, 3] и групповой скоростью электронов $(1,8–2,9) \cdot 10^7$ см/с [4], позволяют получать НЕМТ-структуры на основе эпитаксиальных AlGaIn/GaN-гетерослоев, обладающих большими предельными значениями электрических полей ($E \approx 3,3 \times 10^6$ В/см) и, как следствие, большими пробивными напряжениями (> 100 В), большим быстродействием. Использование чужеродных подложек 4H-SiC(0001), обладающих в несколько раз большей теплопроводностью (4,5 Вт/см/К), позволило значительно расширить температурный режим работы НЕМТ см-диапазона (за счет увеличения теплоотвода) и значительно повысить их мощностные характеристики. В качестве примера можно привести зарубежный серийно выпускаемый AlGaIn/GaN НЕМТ CGH60030D с полной шириной затвора 7 мм и длиной 0,5 мкм производства Cree Inc. с пробивными напряжениями $U_{BD} = 120$ В и током стока насыщения $I_{Dmax} \approx 3$ А, с уровнем выходной СВЧ-мощности в импульсном режиме на частоте $f = 4$ ГГц более $P_{sat} = 30$ Вт при малосигнальном коэффициенте усиления $G_{SS} > 15$ дБ.

В связи с этим в настоящей статье представлены результаты разработки мощного AlGaIn/GaN НЕМТ-сантиметрового диапазона с длиной затвора 0,5 мкм и шириной 4 мм, измерены его статические и СВЧ-характеристики, проведена оценка его мощностных характеристик.

Исследуемые в работе транзисторы (рис. 1, а) изготавливались на основе эпитаксиальных AlGaIn/GaN гетероструктур, выращенных МOCVD-методом на полуизолирующей подложке из карбида кремния 4H-SiC{0001}. Толщина буферного полуизолирующего слоя GaN составляла 2000 нм, слоя AlN – 1,5 нм, Al₃₀Ga₇₀N-спейсера – 5 нм, высоколегированного ($N_D > 10^{18}$ см⁻³) Al₃₀Ga₇₀N:Si

n^+ -слоя – 15 нм, подконтактного нелегированного GaN слоя – 2 нм. Концентрация электронов в двумерном (2D) электронном газе $N_S = 1,36 \times 10^{13} \text{ см}^{-2}$, подвижность $\mu(T = 300 \text{ К}) = 1200 \text{ см}^2/(\text{В} \times \text{с})$, плотность дислокаций $< 10^8 \text{ см}^{-2}$. Мезоизоляция активной области глубиной 50 нм формировалась реактивным ионным травлением по маске фоторезиста. Омические контакты стока и истока формировались методом взрывной литографии, напылением металлизации TiAlNiAu с последующим отжигом в атмосфере азота при температуре 750 °С в течение 30 с. Длина канала сток-исток составляла 5 мкм, а длина Т-образного углубленного NiAu-затвора – 0,5 мкм.

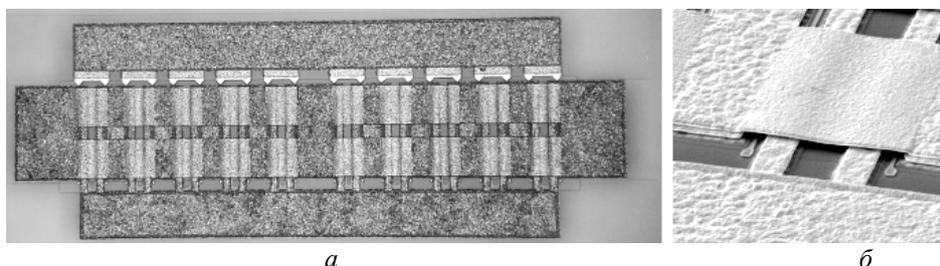


Рис. 1. Оптическое изображение AlGaIn/GaN HEMT:
a – на пластине с длиной затвора 0,5 мкм и шириной 4 мм
и *б* – электронно-микроскопическое изображение воздушных мостов

Полная ширина затвора составляла 4 мм. Контакты истока соединялись между собой двойными воздушными мостами, как показано на рис. 1, б. Утонение подложки до 100 мкм осуществлялось методом динамической полировки. Для обеспечения хорошего теплоотвода на обратную сторону подложки напылялся слой меди Cu толщиной 3 мкм. Разделение пластины на кристаллы осуществлялось дисковой резкой. Готовые кристаллы припаивались эвтектическим сплавом SnAu (20/80%) на металлический теплоотвод и разваривались золотой проволокой на контактные площадки (рис. 2).

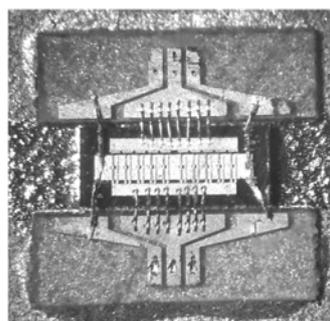


Рис. 2. Оптическое изображение разваренного на контактные площадки кристалла AlGaIn/GaN HEMT длиной затвора 0,5 мкм и шириной $20 \times 200 \text{ (мкм)} = 4000 \text{ мкм}$ (4 мм)

Из-за большой поглощаемой мощности и сильного разогрева кристалла транзистора измерение статических и малосигнальных СВЧ-характеристик (S -параметров) осуществлялось в импульсном режиме при длительности импульса питания 2 микросекунды и периодом между импульсами 20 микросекунд (скважность 11). Смещение на затворе в процессе измерений оставалось постоянным. Измерения проводились на зондовой станции EPS150FA с использованием импульсного источника-измерителя с выносимыми затворной (15 В и 200 мА) и стоковой (250 В и 10 А) головками (система Amcad Engineering Ambilt, Программное обеспечение IVCAD) производства Maury Microwave Inc. синхронизированного с векторным анализатором цепей PNA N5222A производства Keysight (Agilent) Technologies.

Измеренные выходные характеристики полученных НЕМТ представлены на рис. 3, *a*. Максимальное значение тока стока при полностью открытом транзисторе составляет $I_{Dmax} = 3,75$ А, максимальное удельное значение крутизны g_{max} ($U_D = 15$ В) = 250 мА/(В×мм), напряжение $U_{DSS} = 70$ В. Из частотной зависимости коэффициента усиления по мощности $G_{max} = G_{max}(f)$ видно, что предельное значение частоты f_{max} составляет ≈ 10 ГГц, а усиление на частоте $f = 4$ ГГц составило $G_{SS} \approx 16$ дБ.

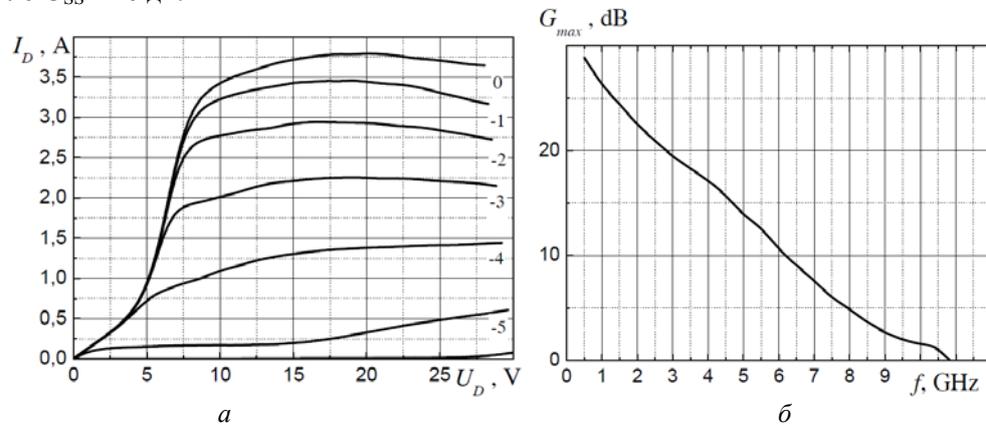


Рис. 3. Выходная характеристик AlGaIn/GaN НЕМТ, измеренная в импульсном режиме – *a*; и частотная зависимость $G_{max}(f)$ коэффициента усиления по мощности ($U_{GD} = -1,9$ В, $U_D = +28$ В) – *б*

Оценка выходной СВЧ-мощности P_{out} осуществлялась по приближенной формуле (1) [5]:

$$P_{out} = \frac{I_{Dmax}(U_{DSS} - U_{DS})}{8}. \quad (1)$$

Полагая $U_{DSS} = 70$ В, а $U_{DS} = 8$ В, получим в импульсном режиме $P_{out} \approx 27$ Вт.

Таким образом, были получены мощные AlGaIn/GaN НЕМТ *L*- и *S*-диапазонов по СВЧ-характеристикам, близкие к аналогу CGH60030D производства компании Cree Inc. В настоящее время изготовленные транзисторы проходят испытания на безотказность.

Литература

1. Krukowski S., Witek A., Adamczyk J. et al. Thermal properties of indium nitride // J. Phys. Chem. Solids. 1998. № 59. 289 p.
2. Farahmand M., Garetto C., Bellotti E. et al. Monte Carlo simulation of electron transport in the III-nitride wurtzite phase materials system: binaries and ternaries // IEEE Trans. Electron Devices. 2001. №48. 535 p.
3. Oberhuber R., Zandler G., Vogl P. Mobility of two-dimensional electrons in Al-GaN/GaN modulation-doped field-effect transistors / Mobility of two-dimensional electrons in AlGaIn/GaN modulation-doped field-effect transistors. 1998. Appl. Phys. Lett. 73, 818 p.
4. Foutz B., O'Leary S., Shur M., Eastman L. Transient electron transport in wurtzite GaN, InN, and AlN // J. Appl. Phys. 1999. № 85. 7727 p.
5. Мокеров В.Г., Кузнецов А.Л., Федоров Ю.В. и др. AlGaIn/GaN-СВЧ НЕМТ-транзисторы с пробивным напряжением выше 100 В и с предельной частотой усиления по мощности f_{max} до 100 ГГц // ФТП. 2009. №43(4). С. 561–567.

УДК 537.226.83

**ЭЛЕМЕНТ ПАМЯТИ МЕМРИСТОРНОГО ТИПА НА ОСНОВЕ ПЛЕНОК
TiO₂ НАНОМЕТРОВОЙ ТОЛЩИНЫ**

И.В. Пилипец, С.Г. Нагайчук

Разработан метод получения тонких пленок диоксида титана, получены МДМ-структуры Mo–TiO₂–Cu на подложках типа «кern». Сняты вольт-амперные характеристики полученных структур до формовки, после формовки в вакууме и при атмосферном давлении, а также исследован эффект памяти.

Ключевые слова: диоксид титана, эффект памяти, формовка, мемристор.

Резистивное переключение, то есть управление величиной электрического сопротивления структур металл-диэлектрик-металл (МДМ) с помощью кратковременного воздействия на них сильными электрическими полями является в последние годы объектом интенсивных исследований в связи с перспективами создания относительно простых и дешевых устройств энергонезависимой памяти с высокой плотностью записи информации, на порядки величин превышающей существующие виды памяти.

Резистивное переключение возможно в формованных МДМ-структурах, помещенных в вакуум. К настоящему времени проведено много исследований формованных МДМ-структур с различными диэлектриками, но изучению эффекта памяти в формованных МДМ-структурах на основе диоксида титана (TiO₂) посвящено очень мало исследований.

Целью данной работы является получение тонких пленок диоксида титана и изучение эффекта памяти в формованных МДМ-структурах на основе диоксида титана.

Экспериментальная часть. В данной работе пленки диоксида титана получались магнетронным распылением, в котором титановая мишень распыляется бомбардировкой ионов газа (Ar) и испускает атомы, которые затем осаждаются в газовой смеси аргона и кислорода на подложке в виде тонкой оксидной пленки [1].

Напыление производилось в атмосфере аргона и кислорода (соотношение газов 1/1) при давлении 10⁻² мм рт. ст., разрядный ток составлял 300 мА, время напыления 10 мин. Толщина полученных пленок ~60 нм.

Был проведен рентгеноструктурный микроанализ полученных пленок диоксида титана (рис. 1), нанесенных на кремниевую подложку.

Если исключить из результата кремний, который относится к подложке, тогда состав полученной пленки диоксида титана составляет 71,3% кислорода и 28,7% титана. Проведенный рентгеноструктурный микроанализ показал, что титан в полученных пленках полностью окислен, пленки имеют стехиометрический состав. Наличие излишнего кислорода можно объяснить адсорбцией воды на поверхности пленки.

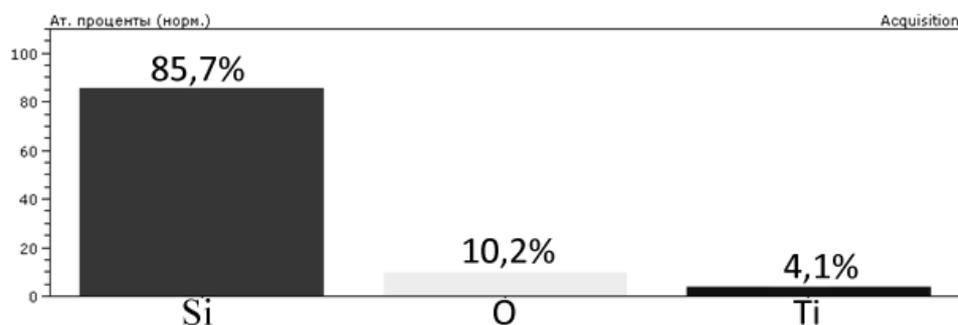


Рис. 1. Процентный состав пленки диоксида титана на кремниевой подложке

Для исследования эффекта памяти были получены структуры Mo–TiO₂–Cu, в качестве подложки использовались конструкции типа «кern» (рис. 2).

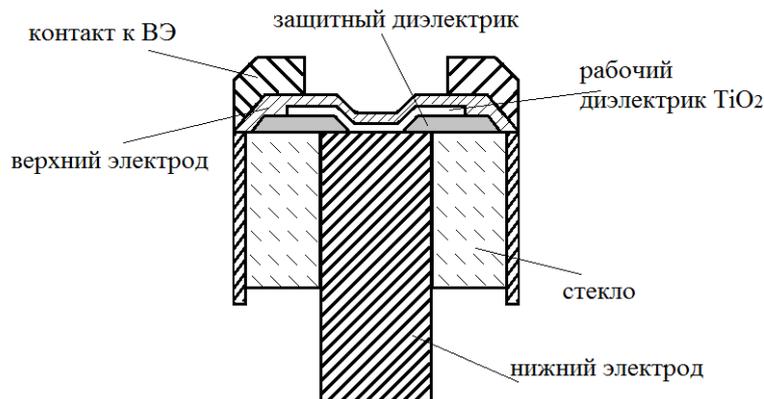


Рис. 2. Схематическое изображение МДМ-структуры на подложке типа «кern» [2]

В качестве нижнего электрода использовался массивный металл молибден (Mo). Для выделения рабочей области и для устранения возможных обрывов пленки диэлектрика на стыке между молибденовым стержнем и стеклом наносилась методом термического испарения в вакууме защитная пленка SiO толщиной 1 мкм. Рабочий диэлектрик наносился путем магнетронного распыления титановой мишени в атмосфере аргона и кислорода при давлении 10⁻² мм рт. ст. на холодную подложку, толщина пленки составляла 60 нм. Пленки верхнего электрода наносились путем термического испарения Cu в вакууме при давлении 6·10⁻⁵ мм рт. ст. Толщина пленки верхнего электрода составляла 30 нм. Для лучшего контакта на верхний медный электрод напылялся толстый слой алюминия по краям керна, который не покрывает рабочую зону [2].

С готовых структур были сняты вольт-амперные характеристики до формовки при атмосферном давлении. Типичная вольт-амперная характеристика структуры Mo–TiO₂–Cu представлена на рис. 3, а. До формовки ВАХ имеет монотонно возрастающий вид без участка отрицательного дифференциального сопротивления. Участок резкого роста тока можно связать с частичным пробоем структуры.

Для проверки возможности формовки при атмосферном давлении к образцам было приложено напряжение 7 В обратной полярности в течение 10 мин при атмосферном давлении (рис. 3, б), затем при таком же напряжении в атмосфере

паров углеводородов при атмосферном давлении (рис. 3, в), поскольку известно, что наличие углеводородов в атмосфере способствует процессу формовки [3].

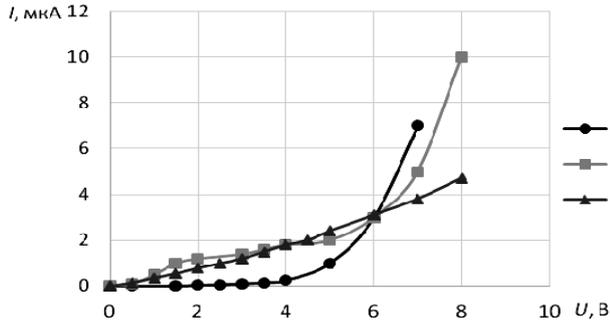


Рис. 3. ВАХ-структуры Mo-TiO₂-Cu:
a – до формовки; *б* – после формовки в воздушной среде;
в – после формовки в среде паров углеводородов

Снятые вольт-амперные характеристики показали, что формовка МДМ-структуры на основе диоксида титана при атмосферном давлении невозможна независимо от наличия углеводородов в атмосфере.

Образцы были помещены в вакуум при давлении 10^{-2} мм рт. ст. При первом же снятии ВАХ появился участок отрицательного дифференциального сопротивления. То есть время формовки невелико и во время нарастания напряжения происходит процесс формовки. Для чистоты эксперимента ко всем образцам было приложено напряжение 7 В обратной полярности в течение 10 мин. После этого были сняты вольт-амперные характеристики N-типа (рис. 4, *a*–*в*).

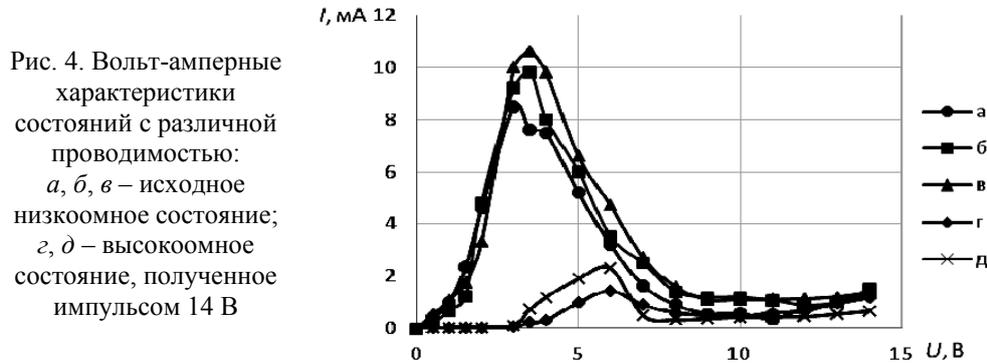


Рис. 4. Вольт-амперные характеристики состояний с различной проводимостью:
a, б, в – исходное низкоомное состояние;
г, д – высокоомное состояние, полученное импульсом 14 В

Основные черты приведенной ВАХ совпадают с описанными в источниках [4, 5]. Это – линейный участок при напряжениях меньше 1,5 В, затем резкий рост тока до максимального значения I_{max} , падающий участок до I_{min} и медленное увеличение тока на последнем участке. Максимум сквозного тока в исследуемых образцах на основе диоксида титана наблюдается при 3–3,5 В.

Для наблюдения эффекта памяти к структуре прикладывалось напряжение 14 В и затем отключалось. После этого снималась вольт-амперная характеристика, затем процесс переключения повторялся и опять снимались данные (рис. 4, *г, д*).

Эффект памяти наблюдается в вакууме при давлении 10^{-2} мм рт. ст. Вид характеристики (см. рис. 4) соответствует теоретическому. Максимум тока в высоко-омном состоянии наблюдается при 3,5 В, после переключения пик максимума тока смещается до 6 В. Пороговое напряжение данного образца 3 В, ток в низкоомном и высокоомном состоянии при $U = U_p$ различается на 2 порядка. Аналогичные вольт-амперные характеристики наблюдались и на других образцах, отличалось только значение тока в максимуме.

После формовки были сняты ВАХ образцов при атмосферном давлении. Формованные структуры при атмосферном давлении имеют такой же вид вольт-амперной характеристики, как и до формовки. На них отсутствует участок отрицательного дифференциального сопротивления. Токи, протекающие через формованную структуру, гораздо выше, чем до формовки.

Выводы. В данной работе реализован метод получения тонких пленок диоксида титана стехиометрического состава. Получены МДМ-структуры Mo–TiO₂–Cu на подложках типа «кern».

Проведенные исследования показали, что МДМ-структуры Mo–TiO₂–Cu хорошо формируются в вакууме, формовка происходит практически мгновенно при невысоком напряжении. При атмосферном давлении формовка не наблюдается. Исследованные структуры, помещенные в вакуум, обладают эффектом памяти, вольт-амперная характеристика имеет участок отрицательного дифференциального сопротивления (*N*-тип). Наблюдается эффект переключения (изменения проводимости), в высокоомном состоянии токи уменьшались на 2–3 порядка по сравнению с низкоомным.

Литература

1. Балагуров Л.А. Магнетронное осаждение слоев диоксида титана с диагностикой плазмы высокочастотного разряда методом оптической эмиссионной спектроскопии / Л.А. Балагуров, И.В. Кулеманов, А.Ф. Орлов, Е.А. Петрова // Материалы электронной техники. 2011. №1. С. 4–7.
2. Троян П.Е. Электрическая формовка тонкопленочных структур металл–диэлектрик–металл в сильных электрических полях / П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров. Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. 248 с.
3. Троян П.Е. Роль углерода в процессе электрической формовки МДМ-систем / П.Е. Троян, А.А. Жигальский, Ю.В. Сахаров // Изв. вузов. Физика. 2003. №2. С. 36–38.
4. Битнер Л.Р. Эффекты переключения и памяти в формованных МДМ (П)-структурах: дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.04.10 / Л.Р. Битнер. Томск, 1987. 175 с.
5. Дирнлей Д. Электрические явления в аморфных пленках окислов / Д. Дирнлей, А. Стоухэм, Д. Морган // УФН. 1974. Т. 112, №1. С. 83–128.

УДК 621.396.41

ЧИСЛЕННОЕ РЕШЕНИЕ УРАВНЕНИЯ ПУАССОНА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ВОЛЬТ-ФАРАДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВАРИКАПОВ

Н.В. Скотников, А.В. Белоножка

Предложен алгоритм численного решения уравнения Пуассона для расчета потенциала и напряженности электрического поля в полупроводниковом диоде. Разработано программное обеспечение для автоматизации расчета и проектирования варикапов.

Ключевые слова: уравнение Пуассона, вольт-фарадная характеристика, варикап.

Уравнение Пуассона является одним из основных уравнений для анализа работы полупроводниковых приборов. Оно определяет статику и динамику поведения носителей тока в полупроводниках, которые находятся под действием внешних полей, обуславливающих соответствующие отклонения от равновесных условий. Для одномерного случая уравнение Пуассона имеет следующий вид [1]:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon \cdot \varepsilon_0}, \quad (1)$$

где φ – потенциал; $\rho(x)$ – плотность заряда; ε_0 – электрическая постоянная; ε – диэлектрическая проницаемость.

Практически во всех учебных пособиях по микроэлектронике дается частное решение уравнения Пуассона для резкого несимметричного p - n -перехода [2]. Это решение подходит для большинства полупроводниковых диодов с равномерным профилем распределения примеси, но для создания варикапа с высоким коэффициентом перекрытия по емкости используют переменный профиль концентрации, созданный имплантацией фосфора с последующей диффузией бора. Поэтому использовать частное решение уравнения Пуассона для нахождения вольт-фарадной характеристики нельзя. Основной задачей являлась разработка алгоритма решения уравнения Пуассона для произвольного профиля легирования полупроводника.

Алгоритм решения уравнения Пуассона. На рис. 1 представлен профиль концентрации примеси после имплантации фосфора и диффузии бора.

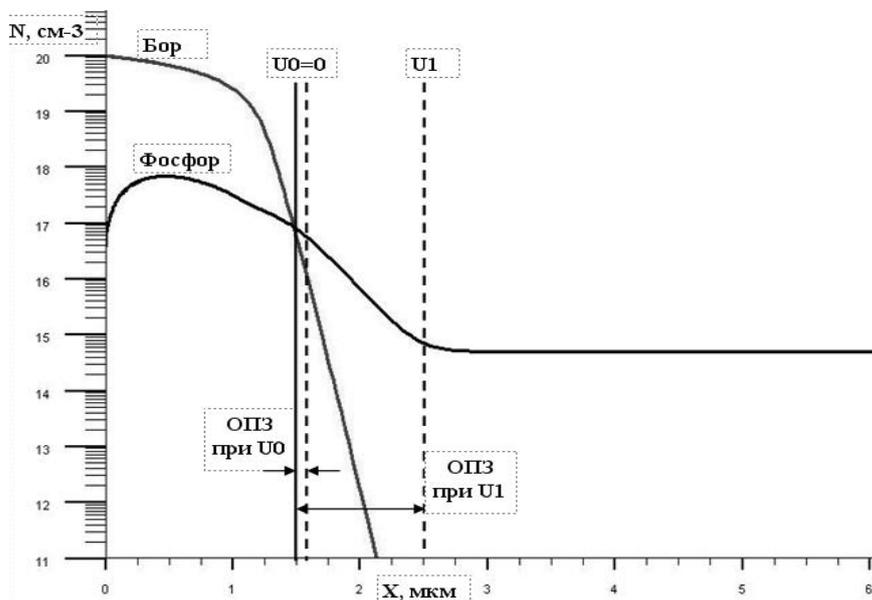


Рис. 1. Распределение концентрации примеси в варикапе

Из этого рисунка видно, что при нулевом смещении на диоде его ОПЗ (область пространственного заряда) будет лежать на высоколегированном участке. Так как p область легирована сильнее n -области, то с увеличением обратного напряжения ОПЗ будет «спускаться» по высоколегированному участку n и при напряжении U_1 она достигнет подложки. При дальнейшем увеличении обратного напряжения ОПЗ будет двигаться по равномерно легированной подложке, т.е. рост ОПЗ будет происходить в сторону n области. Вклад роста ОПЗ в сторону p -области незначителен, и им можно пренебречь.

Проинтегрируем уравнение (1) и получим распределение электрического поля вдоль структуры (2).

$$E(x) = \int_{X_{pn}}^X \frac{N(x) \cdot e}{\varepsilon \cdot \varepsilon_0} dx, \quad (2)$$

где $N(x)$ – концентрация примеси; e – заряд электрона.

Проинтегрируем уравнение (2) и получим распределение потенциала вдоль структуры (3).

$$\varphi(x) = \int_{X_{pn}}^X E(x) dx. \quad (3)$$

Так как интеграл суммы равен сумме интегралов, то разобьем n -область полупроводника на участки с шагом dx (рис. 2, а). Величина шага dx определяет точность расчета: чем меньше будет шаг, тем точнее будет результат.

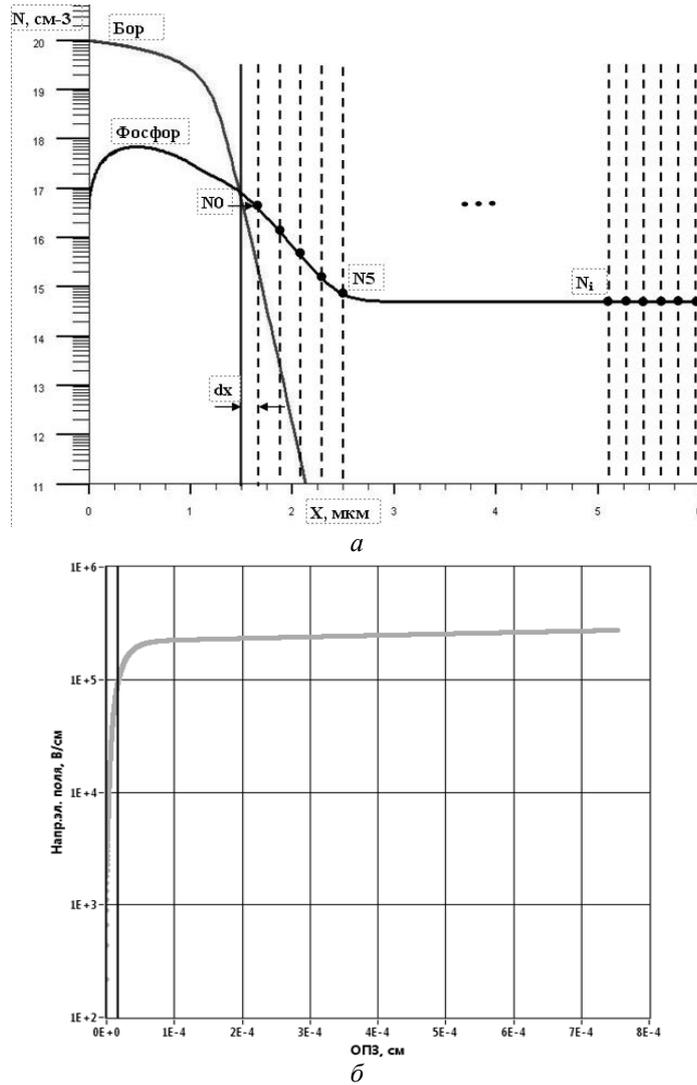


Рис. 2. Численное интегрирование – а; распределение напряженности электрического поля – б

Как видно из этого рисунка, решить уравнение Пуассона для напряженности электрического поля довольно просто, нужно перемножить значения $N(x)$ на dx и сложить их. В результате мы получим распределение электрического поля вдоль структуры полупроводника (рис. 2, б).

Для нахождения потенциала необходимо учесть, что электрическое поле неравномерно распределено по структуре и изменяется на каждой итерации. Конечная формула для нахождения распределения потенциала вдоль структуры полупроводника

$$\varphi(x_i) = \int_{X_{pn}}^{X_1} E_0 + E_1 + \dots + E_i dx + \int_{X_1}^{X_2} E_1 + E_2 + \dots + E_i dx + \dots + \int_{X_{i-1}}^{X_i} E_i dx, \quad (4)$$

где i – номер итерации.

Так как емкость диода при обратном смещении определяется барьерной емкостью, то для расчета вольт-фарадной характеристики (ВФХ) можно использовать формулу

$$C_i(\varphi_i) = \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S}{X_i}. \quad (5)$$

Следует учесть, что нулевому смещению на диоде соответствует потенциал, равный контактной разности потенциалов. Поэтому при построении ВФХ необходимо использовать формулу

$$C_i(\varphi_i - \varphi_k) = \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S}{X_i}. \quad (6)$$

Автоматизация решения уравнения Пуассона.

Несмотря на кажущуюся простоту уравнений (1)–(6), решить их для большого количества точек без применения специализированных программ практически нереально. Для решения поставленной задачи была написана программа PoissonSolver, внешний вид которой представлен на рис. 3.

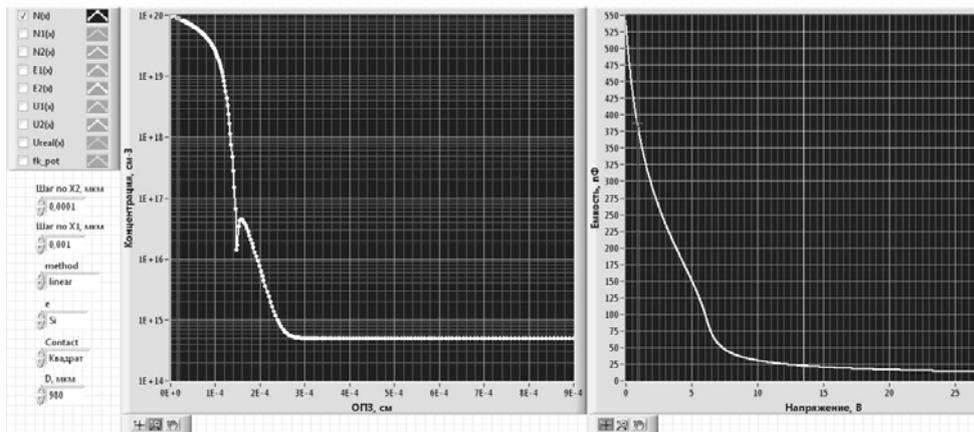


Рис. 3. Внешний вид программы PoissonSolver

Для решения уравнения Пуассона необходимо выполнить следующие шаги:

- а) загрузить профиль концентрации примеси;
- б) указать, с каким шагом dx необходимо проинтерполировать профиль концентрации примеси;

в) задать материал полупроводника, диаметр контакта;

г) запустить расчет.

Программа численно решит уравнение Пуассона и построит вольт-фарадную характеристику диода (см. рис. 3).

Заключение. В результате работы разработана методика решения уравнения Пуассона для несимметричного $p-n$ -перехода с произвольным распределением концентрации примеси. Все расчеты были автоматизированы с помощью программы PoissonSolver. Данная программа будет полезна как студентам для изучения основ микроэлектроники, так и специалистам при проектировании полупроводниковых приборов.

Литература

1. Троян П.Е. Твердотельная электроника / П.Е. Троян. Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2006. 321 с.
2. Зи С. Физика полупроводниковых состояний / пер. с англ. под ред. В.А. Гергея и В.В. Ракитина. М.: Мир, 1981. 456 с.

УДК 66.087.3

ФОРМИРОВАНИЕ НАНОПОРИСТЫХ ОКСИДНЫХ СЛОЕВ ТАНТАЛА МЕТОДОМ АНОДИРОВАНИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ ИХ СВОЙСТВ

В.В. Скубо, И.А. Чистоедова

Получены наноразмерные пленки оксида тантала методом электролитического анодирования. Определены режимы анодирования, собрана экспериментальная установка для анодирования тантала, подобран раствор электролитов, а также исследованы оптические свойства и микроструктура полученных пленок. Эксперименты показали, что оптические параметры пленки, полученной методом электролитического анодирования, зависят от микроструктуры при различных технологических режимах анодирования. А полученные пленки могут служить в качестве просветляющих покрытий. Проведен анализ экспериментальных результатов.

Ключевые слова: анодирование, оксид тантала, эллипсометрия, электронная микроскопия.

Разработка и получение наноструктур с заданными физико-химическими свойствами является актуальной проблемой современной науки и техники. Эффективным и технологически простым методом синтеза наноструктурированных материалов с периодическим расположением нанопор на макроскопических поверхностях является процесс анодирования. Наиболее подходящим материалом для создания нанопористых оксидных слоев является тантал. Тонкие пленки оксида тантала перспективны для применения во многих областях, например в качестве диэлектрических материалов в приборостроении, оптоэлектронике, акустооптики, а также в технологии создания многоуровневых систем межсоединений.

Толщина и оптические свойства пористого оксида тантала зависят от размера пор, расстояния между ними и упорядочения, причем все эти параметры можно варьировать, подбирая условия анодирования.

Методика эксперимента. В качестве экспериментальных образцов использовались группы стеклянных подложек с нанесенными на них покрытиями из

тантала. Образец с танталом помещался в электролитическую ванну, заполненную раствором электролитов в качестве анода. Катодом служит пластина из серебра.

На рис. 1 представлена схема экспериментальной установки для анодирования тантала. Анодное окисление группы образцов проводилось в водном электролите, содержащем 1-й раствор лимонной кислоты при различных режимах (значение тока изменялось в диапазоне 3–4 мА, значение напряжения 0–152 В, время 8–23 мин). В процессе анодирования контролировались такие параметры, как ток, напряжение и время [1].



Рис. 1. Схема экспериментальной установки

В работе были исследованы структура методом электронной микроскопии и оптические свойства методами эллипсометрии и спектроскопии, полученные анодированием оксидных пленок тантала.

Результаты и их обсуждения. Исследование микроструктуры полученных образцов осуществлялось с помощью электронного микроскопа Zeiss SUPRA 55.

На рис. 2 представлены изображения структуры анодированных пленок тантала, полученных при различных технологических режимах.

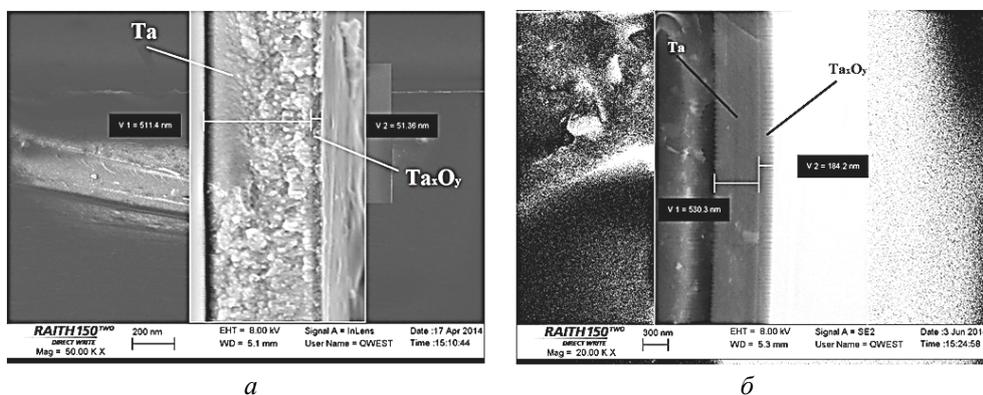


Рис. 2. Изображение поперечного скола образцов, анодированных при различных режимах: а – при $I = 3$ мА; $U = (0–152$ В) в течение 16 мин (увеличение $\times 50000$); б – при $I = 4$ мА; $U = (0–140$ В) в течение 8 мин (увеличение $\times 20000$)

Из рис. 2 видно, что толщина оксидной пленки и скорость окисления анодированных образцов в течение 16 и 23 мин меняется в диапазоне 52–184 и 3–23 нм/мин соответственно.

На электронном микроскопе HITACHI TM-1000 был получен энергодисперсионный микроанализ (рис. 3).

Анализ показал, что изначально в пленке тантала имеется небольшое содержание кислорода (26%), образовавшегося при напылении и хранении образца на воздухе. После анодирования образца содержание кислорода увеличивается (87%), а содержание тантала уменьшается до 13% по сравнению с образцом до анодного окисления. Исходя из результата энергодисперсионного микроанализа, можно сделать вывод, что на подложке сформировано покрытие оксида тантала.

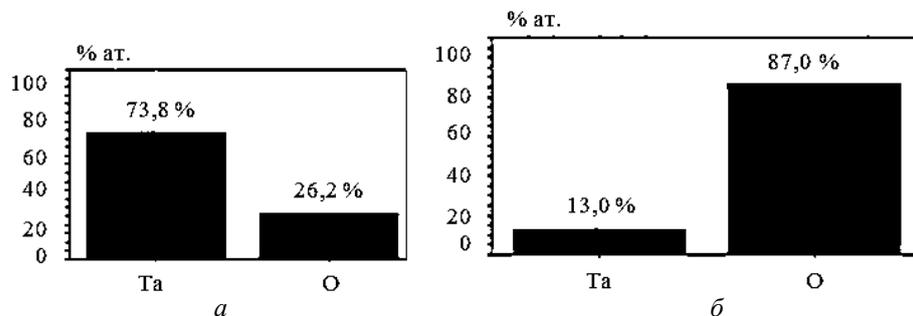


Рис. 3. Энергодисперсионный микроанализ: *a* – исходный образец с Ta на стекле; *б* – Ta_xO_y на стекле

Исследование оптических свойств анодированных пленок тантала включало в себя определение показателей преломления и поглощения, коэффициентов отражения, а также исследование спектров отражения, зависимостей показателей преломления и поглощения от длины волны.

На рис. 4 представлены спектры отражения, полученные на ИК Фурье-спектрометре «Инфралюм ФТ-801» для первой группы образцов окисных пленок тантала (1) и эталонного образца Ta₂O₅ (2). Из рис. 4 видно, что пики кривых совпадают, следовательно, можно утверждать, что полученная анодированием пленка – Ta₂O₅.

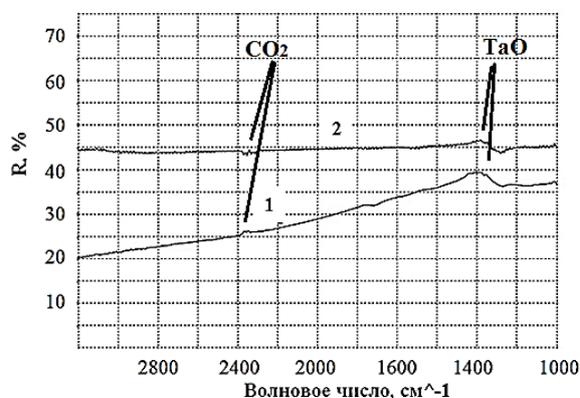


Рис. 4. Спектры отражения анодированного (1) и эталонного (2) образцов

С помощью эллипсометрического комплекса «Эллипс САГ 1891» были получены зависимости показателей преломления и поглощения от длины волны для образцов Ta₂O₅ и для исходного образца Ta (с некоторым содержанием окисла) на подложке из стекла.

На длине волны 632 нм показатель преломления образца до анодирования $n = 3,1$. После анодирования на той же длине волны показатель преломления Ta_2O_5 , анодированного 8 мин, равен 2,9. На длине волны 632 нм показатель преломления образцов, полученных при различных режимах анодирования, изменяется в диапазоне 1,8–2,9. Уменьшение показателя преломления пленок тантала после анодирования связано с наличием воздушных пор в структуре пленки.

Показатель поглощения образца до анодирования на длине волны 632 нм составил 2,6. После анодирования коэффициент поглощения (на длине волны 632 нм) составил 1,4. Следовательно, способность окисной пленки поглощать падающее на него излучение уменьшилась.

Эллипсометрическим методом измерения были получены спектры отражения для исходного образца и образцов после анодного окисления.

На длине волны 632 нм коэффициент отражения образца до анодного окисления составил 68%.

На рис. 5 представлена зависимость коэффициента отражения от длины волны для Ta_2O_5 , анодированного 8 мин на подложке из стекла.

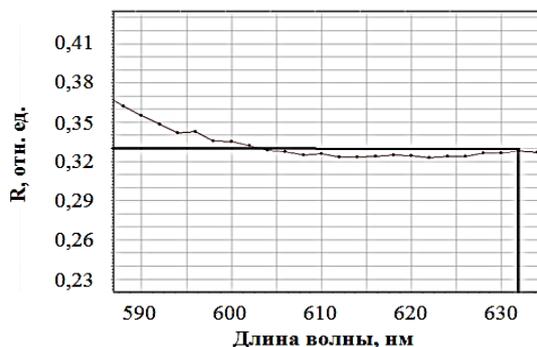


Рис. 5. Зависимость коэффициента отражения Ta_2O_5 от длины волны

На длине волны 632 нм коэффициент отражения Ta_2O_5 составил 33%. Коэффициент отражения после анодирования в течение 8 мин уменьшился на 51%. Коэффициент отражения анодированных пленок Ta при различных режимах на длине волны 632 нм изменяется в диапазоне 28–43%.

С помощью электронного оже-спектрометра были исследован профиль концентрации элементов по глубине, определена толщина и проведен анализ элементного состава поверхностного слоя окисдной пленки тантала, анодированного в течение 23 мин (рис. 6).

Из рис. 6 видно, что пленка тантала в результате окисления в течение 23 мин проанодировалась на всю толщину тантала (0,48 мкм). Точки экстремумов в диапазоне значений глубины 250–300 нм объясняются технологией получения пленок тантала магнетронным распылением.

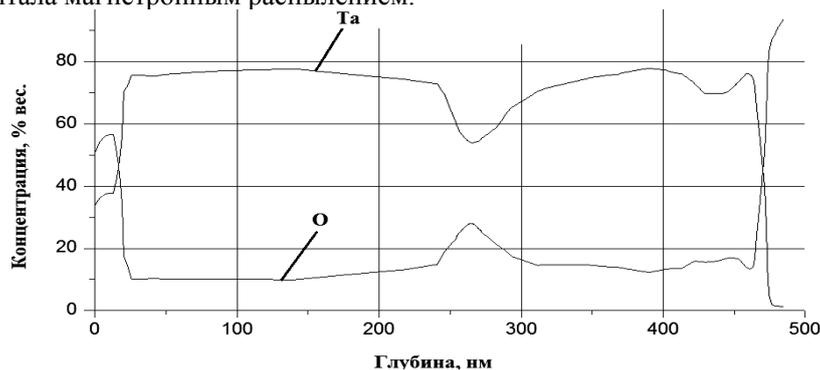


Рис. 6. Результаты оже-спектроскопии

Для Ta₂O₅ содержание тантала и кислорода составляет 81,9 и 18,1 вес.% соответственно, что подтверждается результатами оже-спектро-скопии.

Заключение. Исследование поверхности, полученных анодированием пленок с помощью электронного микроскопа показало, что микроструктура поверхности плёнки пористая. Толщина образцов оксида тантала, полученных при различных режимах анодирования, составила 51–480 нм.

Результаты эллипсометрии показали, что коэффициент отражения образцов после анодирования уменьшается почти на 50%. Показатели преломления образцов уменьшаются, что может быть связано с наличием воздушных пор в структуре пленки. После анодирования показатель поглощения (на длине волны 632 нм) составил 1,4. Следовательно, полученные пленки могут служить в качестве антиотражающих покрытий.

Помимо этого, эксперименты показали, что оптические параметры пленки, полученной методом электролитического анодирования, зависят от микроструктуры при различных технологических режимах анодирования.

Литература

1. Скубо В.В. Получение окисных пленок тантала методом электролитического анодирования и исследование их оптических параметров // Всерос. междунар. науч. конф. «Полифункциональные материалы и технологии». Томск: Изд-во Том. ун-та, 2013. С. 150–151.

ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛЬНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИСТОЧНИКОВ СВЕТА

Р.А. Соколова

Представлены результаты ускоренных испытаний на надежность и долговечность полупроводниковых источников света. Определены кажущаяся энергия активации, процессы деградации и коэффициенты ускорения.

Ключевые слова: коэффициент ускорения, время работы до отказа, температура кристалла, энергия активации.

В последнее время полупроводниковые источники света, а именно светодиоды (СД), все активнее используются для создания светотехнических устройств. В связи с тем, что события на светодиодном рынке развиваются быстро, а производитель как предприниматель не может себе позволить проведение нормальных испытаний в течение 5 лет и более, проводят ускоренные испытания СД в экстремальных условиях, наблюдают за процессами его старения в течение относительно короткого промежутка времени, затем экстраполируют зависимость на больший промежуток времени для нормальных условий эксплуатации. Известно, что с повышением температуры полупроводниковых приборов ухудшаются их электрические параметры, значительно снижаются надежность работы и срок службы. Это обстоятельство требует большого внимания к обеспечению теплового режима работы полупроводниковых приборов при различных условиях эксплуатации электронного оборудования. Основное внимание в стабильности объекта уделяется деградации параметров его составляющих, в данном случае кристалла. Если работа светодиода осуществляется в оптимальном температурном режиме, то срок службы может достигать до 190000 ч и более.

В качестве исследуемых образцов были взяты полупроводниковые источники света типа КИПД154А в пластмассовом корпусе 50×50 и плоском керамическом корпусе LO50050-06 размером 5×5×1,2 мм.

Конструктивное оформление СД представлено на рис. 1.

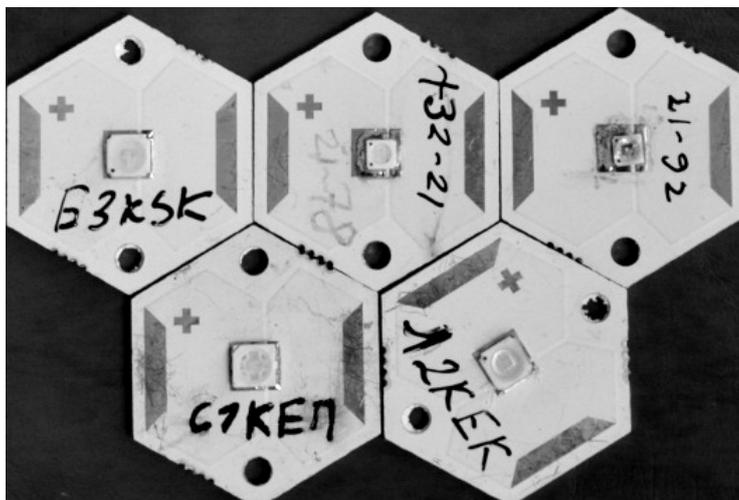


Рис. 1. СД типа КИПД154А

Ускоренные испытания проводились при ступенчато возрастающей нагрузке для достоверной оценки энергии активации.

Перед началом испытаний устройства должны были выдержаны в нормальных условиях не менее 2 ч:

- температура окружающего воздуха 20 ± 10 °С;
- относительная влажность воздуха от 45 до 80%;
- атмосферное давление от 630 до 800 мм рт. ст.

Проведение испытаний было осуществлено по методике «Методика измерений силы света, пространственного распределения силы света и светового потока электрических источников света линейным фотометром на базе фотометрической скамьи» (свидетельство об аттестации № 02/12-01.00276-2008).

В ходе расчета энергии активации из зависимости светового потока полупроводникового источника света типа КИПД 154А от температуры значения таковы:

- для синего СД: $E_a = 0,9$ эВ;
- для зеленого СД: $E_a = 0,7$ эВ;
- для белого СД: $E_a = 0,58$ эВ.

Данные результаты объясняют различия интенсивностей и снижения светового потока различных СД, а именно необходимо больше нагрузки для СД белого излучения в отличие от синего, что связано с чувствительностью глаза восприятия человека.

Значения энергии активации, вычисленные из графика зависимости:

- для синего СД: $E_a = 1,01$ эВ;
- для зеленого СД: $E_a = 0,8$ эВ;
- для белого СД: $E_a = 0,5$ эВ.

Температура окружающей среды – 91, 92 и 94 °С.

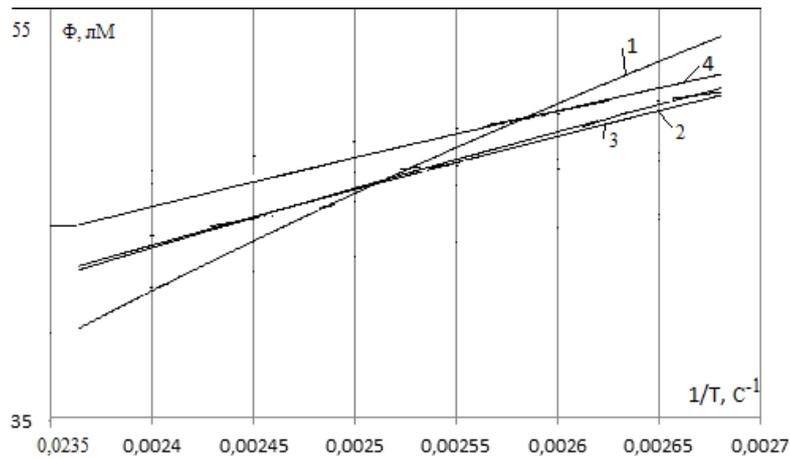


Рис. 2. Зависимость светового потока от температуры: 1 – спектр синего СД типа 25-01; 2 – спектр синего СД типа 25-11; 3 – спектр зеленого СД типа 25-21; 4 – спектр белого СД типа 26-01

Вычисляется коэффициент ускорения по зависимости температуры кристалла от коэффициента ускорения, зная значение энергии активации, с помощью рис. 3. Согласно правилу «10 градусов» скорость старения увеличивается вдвое при увеличении температуры на 10 °С (рис. 3). Этому закону нарастания скорости старения соответствует энергия активации в пределах 0,7–0,8 эВ. В результате коэффициент ускорения составил 18, что соответствует диапазону коэффициентов ускорения для данных источников света в производстве.

В большинстве случаев снижение падение напряжения обусловлено с самой конструкцией, с учетом люминофора и его перераспределением.

Также были сняты параметры светодиода при температуре окружающей среды, равной 85 °С. По результатам вычислений была построена зависимость температуры корпуса от времени наработки до отказа.

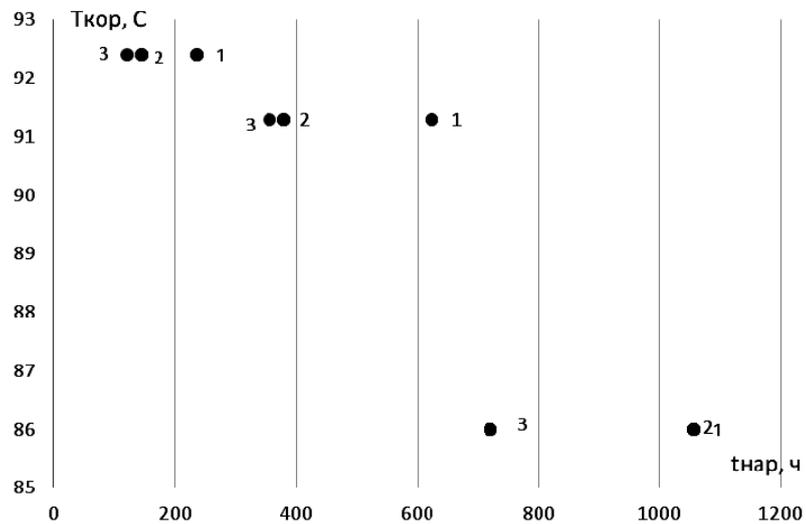


Рис. 3. График зависимости температуры корпуса от времени наработки до отказа: 1 – синий СД; 2 – зеленый СД; 3 – белый СД

В результате при ступенчато-возрастающей нагрузке падение светового потока составило 21%, которое впоследствии приведет к отказу. При сравнении получается, что деградация излучения у белого СД больше синего на 2% (так как снижение интенсивности у синего СД составляет 9%). Ускоренные испытания при ступенчато возрастающей нагрузке проводились на 10 образцах.

Оценки температуры кристалла в рабочем режиме и во время ускоренных испытаний на каждой ступени проводились экспериментально [11], результаты измерений представлены на рис. 4.

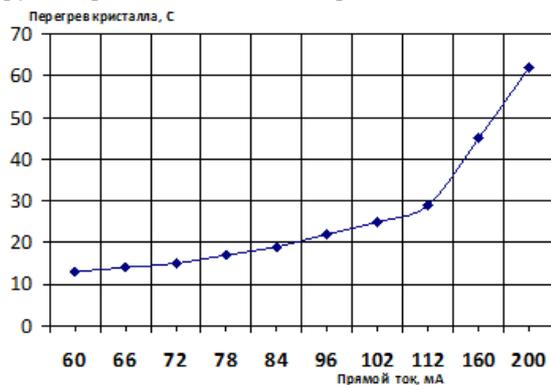


Рис. 4. Зависимость температуры $p-n$ -перехода от тока

По полученным данным были смоделированы «оптимистические», средние и «пессимистические» прогнозы долговечности светодиодов по стандарту ТМ-21-11 (рис. 5).

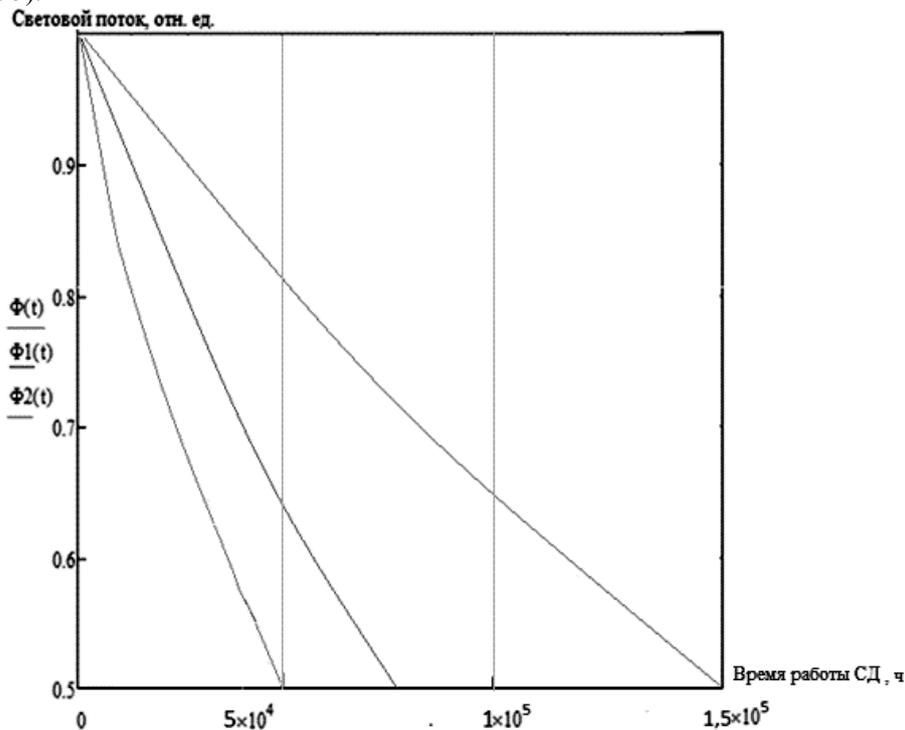


Рис. 5. Прогноз времени наработки на отказ по стандарту ТМ-21-11:
 $\Phi(t)$ – «пессимистические» прогнозы; $\Phi_1(t)$ – «оптимистические» прогнозы;
 $\Phi_2(t)$ – среднее время работы

По результатам испытаний были определены энергии активации механизма деградации, которая составила $E_a = 0,5$ эВ (белый СД), $E_a = 0,8$ эВ (зеленый СД),

$E_a = 1,01$ эВ (синий СД). Также по результатам ускоренных испытаний на долговечность был рассчитан коэффициент ускорения механизма деградации, он равен 15,2, 16,7 и 18 соответственно.

На основе полученных результатов с использованием модели по стандарту ТМ-21-11 был составлен прогноз долговечности светодиодов. По полученным данным «пессимистического» прогноза было спрогнозировано время работы СД до отказа, оно составило 50 000 ч, что точно совпадает с заявленным временем работы в паспортных данных полупроводниковых источников света типа КИПД154А, а максимальное время работы белого СД до отказа составило 152 000 ч.

Литература

1. Шуберт Ф. Светодиоды / Ф. Шуберт. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с.
2. Смирнов С.В. Методы исследования надежности наногетероструктурных монокристаллических интегральных схем / С.В. Смирнов. Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2010. – 95 с.
3. Варфоломеев Л.П. Светотехника / Л.П. Варфоломеев. М.: Световые технологии, 2004. 56 с.
4. Смирнов С.В. Методика ускоренной оценки показателей надежности полупроводниковых источников света ЕГВА.43225.026 / С.В. Смирнов. Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. 95 с.

УДК 621.396.41

ФОРМИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОХРОМНЫХ УСТРОЙСТВ С ЖИДКИМ ЭЛЕКТРОЛИТОМ

А.А. Ватюк, Ю.С. Жидик

Изучен эффект электрохромизма. Изготовлены образцы электрохромных устройств на основе триоксида вольфрама. Для них были подобраны оптимальные прозрачные контакты, а также различные варианты состава жидких электролитов. Исследованы электрические и оптические свойства. Описаны достоинства и недостатки подобных устройств и возможные варианты их улучшения.

Ключевые слова: электрохромный эффект, прозрачные контакты, электролит.

Электрохромный эффект и его применение. Электрохромизм – это эффект изменения коэффициента светопоглощения под воздействием электрического поля [1]. Обычно подача напряжения необходима только для изменения степени прозрачности, но после того как состояние изменилось, нет необходимости в электропитании для поддержания достигнутого состояния. Электрохромизм вызван индуцированием и потерей электронов. Электрохромные покрытия – покрытия, изменяющие прозрачность при подаче напряжения и тем самым контролирующее количество пропускаемого света и тепла. Соответственно изменение это происходит за счет электрохромного эффекта или электрохромизма.

Одним из ценных свойств электрохромного покрытия является то, что в спектре частот имеется наличие максимума оптической плотности, что дает основание использовать его для создания защитных покрытий на стеклах [2]. В холодное время года окна с электрохромным покрытием в прозрачном состоянии

позволяют солнечному свету почти беспрепятственно проникать в комнату, отражая при этом внутрь помещения тепловое инфракрасное излучение и снижая расходы на отопление. В теплый период окна с данным покрытием в окрашенном состоянии поглощают большую часть излучения в видимом и ближнем инфракрасном диапазоне длин волн, снижая нагрев помещения и расходы на кондиционирование. Помимо этого, электрохромные покрытия могут применяться для остекления транспортных средств, создания гибких дисплеев, создания зеркал переменного отражения и тепловых радиаторов переменного излучения. Все это доказывает необходимость исследования электрохромных свойств материалов и тщательного подхода к их выбору.

Выбор электрохромного покрытия, прозрачных контактов и типа электролита. В ходе выполнения данной работы нами были изготовлены электрохромные устройства (ЭХУ) с жидким электролитом, которые обладают следующей конструкцией, представленной на рис. 1.



Рис. 1. Структура готового электрохромного устройства

В качестве прозрачного контакта были выбраны пленки ITO (indium tin oxide), так как они обладают достаточной проводимостью и коэффициентом пропускания. К тому же технология их нанесения была нами хорошо отработана в [3]. Выбор в качестве электрохромного покрытия триоксида вольфрама WO_3 обусловлен тем, что он бесцветен и прозрачен при любом способе нанесения на подложку и на нем наиболее отчетливо видно изменение цвета. Для него также существует несколько вариантов твердых и жидких электролитов, например водный раствор соляной кислоты или водный раствор серной кислоты, смешанный с изопропиловым спиртом.

Хорошо исследован электролит на основе водного раствора серной кислоты, который и был выбран нами из-за простоты получения и возможности варьировать свои свойства, меняя концентрации составных веществ. Для повышения электропроводности и соответственно скорости окрашивания в таких электролитах увеличивают концентрацию серной кислоты и воды. С другой стороны, использование электролита с такой высокой концентрацией серной кислоты повышает скорость разрушения проводящих слоев, что снижает срок службы прибора.

Технология получения электрохромного покрытия и прозрачных контактов. Формирование ЭХУ с жидким электролитом начинается с нанесения прозрачного проводящего слоя ITO.

Тонкие пленки оксида индия, легированного оловом, наносились на стеклянные подложки методом реактивного магнетронного распыления мишени из сплава индия (90%) и олова (10%). Для улучшения адгезии пленок подложки подвергались предварительному нагреву. С целью снижения их удельного сопро-

тивления и повышения прозрачности выполнялся отжиг в вакууме. Такая комбинация позволила получить значение поверхностного сопротивления пленок ИТО в $20 \text{ Ом}/\square$ при сохранении их прозрачности на уровне 87%.

Тонкие пленки триоксида вольфрама формировались на стеклянных подложках с предварительно нанесенными пленками ИТО методом реактивного магнетронного распыления вольфрамовой мишени в атмосфере O_2 .

Исследование электрохромных свойств в готовых устройствах. В ходе выполнения данной работы было исследовано несколько ЭХУ с различными вариантами жидких электролитов. Во-первых, один из самых распространенных электролитов на основе серной кислоты (10% H_2SO_4 , 30% H_2O и 60% $\text{C}_3\text{H}_8\text{O}$). Время полного затемнения составило около 15 с, при подаче напряжения 5 В (рис. 2). При подаче обратного потенциала той же величины происходит обратная реакция, вследствие которой окрас структуры пропадает.

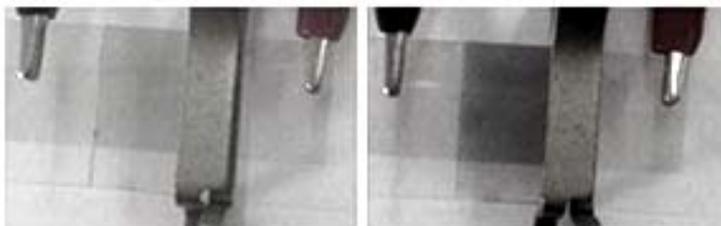


Рис. 2. Электрохромное устройство с 10% H_2SO_4 в исходном состоянии (слева) и при подаче напряжения (справа)

Одной из основных характеристик ЭХУ является его стабильность. Так как одной из составляющих электролита является серная кислота H_2SO_4 , то ее действие на электрохромный слой WO_3 достаточно разрушительно и не позволяет использовать его достаточно продолжительное время. Особенно это заметно при данной величине концентрации. Происходит снижение коэффициента пропускания при подаче напряжения, что и говорит о модуляции прозрачности.

Но несмотря на достаточную эффективность структуры, она оказалась крайне недолговечной. Поэтому далее был исследован электролит второго состава (5% H_2SO_4 , 35% H_2O и 60% $\text{C}_3\text{H}_8\text{O}$). Наглядный пример работы устройства с данным электролитом можно оценить по рис. 3.

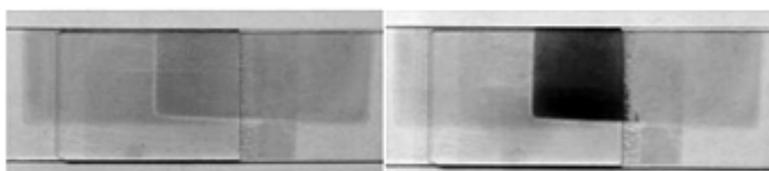


Рис. 3. Электрохромное устройство с 5% H_2SO_4 в исходном состоянии (слева) и при подаче напряжения (справа)

Данное устройство затемнялось в течение 17 с при подаче напряжения в 6 В. Структура достаточно устойчива, имеет хорошую контрастность и удовлетворительное быстродействие. Обесцвечивание происходило за 8 с при напряжении 8 В. Эффективность работы можно оценить по зависимости коэффициента пропускания от длины волны для электрохромного устройства с 5% H_2SO_4 .

Отмечено, что в окрашенном состоянии происходит значительное изменение коэффициента пропускания структуры при приложении напряжения. К тому же данное устройство было значительно стабильнее и долговечнее предыдущего варианта, что связано со снижением концентрации серной кислоты в электролите.

С целью возможного улучшения характеристик ЭХУ были исследованы еще два состава электролита. В первом случае использовался электролит (2,5% H_2SO_4 , 37,5% H_2O и 60% $\text{C}_3\text{H}_8\text{O}$). Однако данное устройство обладало недостаточной электрохромной эффективностью, низкой степенью окрашивания и длительным временем, необходимым для протекания реакции. Второе устройство было изготовлено с электролитом на основе соляной кислоты (5% HCl , 35% H_2O и 60% $\text{C}_3\text{H}_8\text{O}$), но в данном случае слой прозрачного контакта ITO слишком быстро стравливался и стабильность была крайне низкой.

Заключение. На основе проведенных исследований возможно сделать следующие выводы:

1. Для ЭХУ с жидким электролитом основным нерешенным вопросом является стабильность. Электролиты на основе серной или соляной кислот предельно агрессивно влияют как на слой триоксида вольфрама, так и на прозрачные контакты.

2. В случае с эффективностью окрашивания и скоростью затемнения у подобных устройств нет недостатков, и они отвечают современным требованиям.

3. Для повышения стабильности ЭХУ с жидким электролитом возможно использование менее химически активных кислот или других электрохромных покрытий, например Ta_2O_5 или TiO_2 . Также возможно введение гелеобразующих добавок в электролит для уменьшения его влияния на остальные слои.

Литература

1. Белоусов А.Л., Патрушева Т.Н. Электрохромные оксидные материалы // Журнал Сибирского федерального университета. 2007. С. 154–166.
2. Колобкова Е.В. Влияние условия синтеза электрохромных пленок WO_3 на структуру и термические характеристики / Е.В. Колобкова, Е.В. Сохович, В.С. Земко // Неорганическая и физическая химия. 2010. Т. 1. С. 13–17.
3. Жидик Ю.С. Разработка технологий формирования низкоомных омических контактов вертикального светодиода / Ю.С. Жидик, А.А. Ватюк, П.Е. Троян // XIX Междунар. науч.-практ. конф. студентов и молодых ученых «Современные техника и технологии», СТТ–2013. Томск, 2013.

УДК 621.3.029.6

**МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ФИЛЬТР
С АКТИВНОЙ СРЕДОЙ**

Б.А. Беляев, С.А. Ходенков

Предложен широкополосный полосно-пропускающий фильтр с высокотемпературным сверхпроводниковым (ВТСП) элементом в качестве активной среды. Полосу пропускания фильтра седьмого порядка формируют пять мод колебаний от центрального многомодового резонатора, полосковые проводники которого соединены между собой ВТСП пленкой-перемычкой, а также по одной низшей моде колебаний от каждого крайнего резонатора. В случае воздействия мощного радиоимпульса пленочный ВТСП элемент переходит из сверхпроводящего состояния в высокорезистивное, при этом многомодовый режим работы резонатора нарушается. На амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) наблюдается практически полное отражение электромагнитных волн, что позволяет ограничивать мощность на выходе устройства.

Ключевые слова: широкополосный фильтр, радиоимпульс, ВТСП-элемент.

Задача защиты от мощного радиоимпульса. Устройства защиты от мощного радиоимпульса применяются для сохранения работоспособности входных цепей приемников различного назначения как одно из средств в системах электронного противодействия, а также для защиты входных цепей приемника радиолокатора от собственного излучения [1]. Как известно [2], электромагнитное излучение при превышении некоторого порога по мощности способно вывести из строя активные элементы приёмного канала радиосистемы. При поступлении на транзистор или микросхему сигнала, мощность которого превышает их максимальную мощность рассеивания, происходит тепловой пробой $p-n$ -перехода. Это приводит к выходу из строя всего приёмного канала.

В настоящее время наиболее широкое применение получили полупроводниковые устройства защиты [3]. Однако они имеют довольно значительное время срабатывания и при малой длительности импульса не способны защитить приёмную аппаратуру от мощного электромагнитного излучения. Применение ВТСП-элементов в микрополосковых конструкциях позволяет решить поставленную задачу защиты устройств.

Целью настоящей работы является разработка и исследование частотно-селективных свойств микрополоскового широкополосного полосно-пропускающего фильтра с защитой от мощного радиоимпульса.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- разработать 3D-модели микрополосковых широкополосных фильтров для проведения электродинамического численного анализа;
- исследовать различие частотно-селективных свойств разработанной конструкции в зависимости от состояний пленочного ВТСП-элемента.

Микрополосковый широкополосный фильтр с защитой от мощного радиоимпульса. Резонатор с полосковым проводником в форме меандра хорошо исследован [4], однако реализовать на его основе полосно-пропускающие фильтры с высокими частотно-селективными свойствами можно не только повышая число резонаторов в конструкциях, но и увеличивая число низших рабочих мод колебаний одиночного резонатора, частоты которых формируют полосу пропускания.

Теоретические исследования фильтра шестого порядка с таким многомодовым резонатором, состоящим из полосковых отрезков 2–5, и одномодовыми крайними резонаторами в виде регулярных полосковых проводников 1 (рис. 1, а) были проведены с помощью электродинамического численного анализа 3D-моделей. Диэлектрические подложки выбраны из традиционного СВЧ-материала – ФЛАН-2.8 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2,8$ и толщиной $h = 2$ мм. В дальнейшем в исследованиях использовался этот же материал с такими же характеристиками. Проводники всех рассмотренных в работе фильтров обладают осевой симметрией.

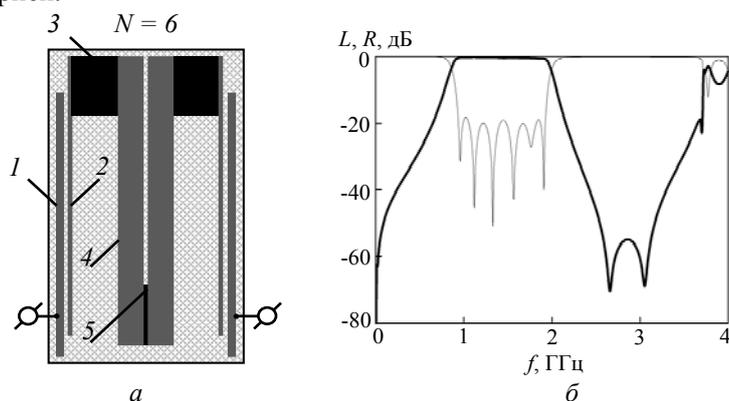


Рис. 1. Топология проводников фильтра 6-го порядка (а) и его АЧХ (б)

Как видно из рис. 1, рабочую полосу пропускания широкополосного фильтра ($\Delta f/f_0 \approx 80\%$) формируют два резонанса от крайних четвертьволновых резонаторов (низшая мода колебаний от каждого из них), а также 4 резонанса от центрального резонатора (четыре его низших моды колебаний).

Конструктивной особенностью такого фильтра является то, что смещение и изменение в размерах отрезка полоскового проводника 5 позволяет не только добавить еще одну моду колебаний от многомодового резонатора в полосу пропускания (рис. 2, б) и тем самым расширить ее ($\Delta f/f_0 \approx 94\%$), но и так подобрать конструктивные размеры проводников, чтобы добиться значительного отражения электромагнитных волн на частотах полосы пропускания обратно в тракт СВЧ в случае отсутствия этого отрезка. Реализовать два таких состояния частотно-селективной конструкции можно, используя в качестве переключки ВТСП пленку 5 (рис. 2, а). Фильтр с пленкой, находящейся в сверхпроводящем состоянии, будет иметь АЧХ, представленную на рис. 2, б. Под воздействием мощного радиоимпульса плотность высокочастотного тока превышает критическое значение, и сверхпроводящее состояние пленки разрушается – АЧХ-устройства трансформируются (рис. 2, в). В этом случае, в некоторой области частот полосы пропускания наблюдается полное отражение электромагнитных волн обратно в тракт

СВЧ. Относительно «уязвимый» частотный диапазон (1,92–2,08 ГГц) не превышает 1/8 ширины полосы пропускания.

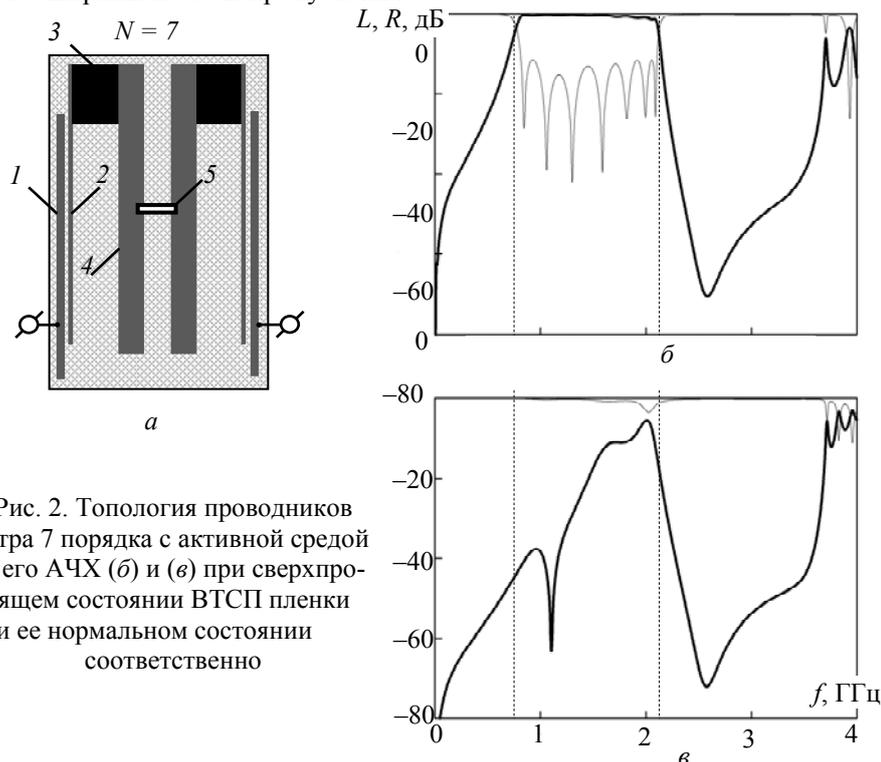


Рис. 2. Топология проводников фильтра 7 порядка с активной средой (а) и его АЧХ (б) и (в) при сверхпроводящем состоянии ВТСП пленки и ее нормальном состоянии соответственно

Приведем конструктивные размеры рассмотренных фильтров:

- первая конструкция ($N = 6$), площадь проводников 1, 2, 3, 4, 5 – $42,6 \times 0,9 \text{ мм}^2$, $46,80 \times 0,15$; $8,70 \times 4,40$; $47,70 \times 3,80$; $11,20 \times 0,15 \text{ мм}^2$ соответственно, зазор между проводниками 1 и 2 – 0,25 мм, смещение свободного края проводника 2 относительно проводника 1 – 3,50 мм.
- вторая конструкция ($N = 7$), площадь проводников 1, 2, 3, 4 – $45,5 \times 0,7$; $46,3 \times 0,2$; $8,6 \times 4,7$; $47,8 \times 3,47 \text{ мм}^2$ соответственно, площадь ВТСП пленки 5 – $3,8 \times 0,2 \text{ мм}^2$, зазор между проводниками 1 и 2 – 0,2 мм, смещение свободного края проводника 2 относительно проводника 1 – 7,1 мм, смещение ВТСП пленки 5 относительно свободного края проводника 4 – 20,7 мм.

Заключение

1. Предложены конструкции микрополосковых широкополосных полосно-пропускающих фильтров с высокими частотно-селективными свойствами.
2. Показаны возможности расширения полосы пропускания полосно-пропускающего фильтра до $\Delta f/f_0 \approx 94\%$ за счет увеличения числа рабочих мод колебаний многомодового резонатора.
3. Заявлена конструкция широкополосного фильтра с защитой от мощного радиоимпульса за счет использования активной среды – ВТСП-пленки.

Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, грант Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук, МК-5942.2014.8 «Исследование и проектирование современных микрополосковых и

полосковых устройств частотной селекции, в том числе с использованием активных сред и на основе фотонных кристаллов».

Литература

1. Говорун И.В. Разработка и исследование микрополосковых устройств защиты от мощного радиоимпульса с управляющим элементом на основе пленки ВТСП: автореф. дис. ... канд. техн. наук. Красноярск: СФУ, 2011. 20 с.
2. Пат. 2 440 645 РФ. МПК H01P1/04. Микрополосковое защитное устройство / Б.А. Беляев, И.В. Говорун, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов; заявл. 01.11.2010; опубл. 20.01.2012.
3. Беляев Б.А. Микрополосковое устройство защиты от мощного радиоимпульса с ВТСП-элементом / Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, И.В. Говорун // ЖРЭ. 2011. № 7. С. 1–12.
4. Pregla R. Analysis of Electromagnetic Fields and Waves : the Method of Lines / R. Pregla. New York: Wiley, 2008. 522 p.

УДК 621.3.091.1

О ТОЧНОСТИ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ ЯВЛЕНИЙ С ПЕРЕХОДНЫМИ ПРОЦЕССАМИ

А.В. Убайчин

Рассмотрена эффективность применения дифференциального метода измерений по сравнению с нулевым в задачах исследования радиотепловых процессов, длительность которых соизмерима с периодом модуляции в радиометре. Описана математическая модель, на основе которой проведен численный эксперимент по оценке влияния аномальных флуктуаций коэффициента передачи измерительного тракта.

Ключевые слова: нулевой радиометр, многоприемниковый радиометр, метод дифференциальных измерений, быстропротекающие процессы, радиотепловой портрет.

Радиометрические методы исследований находят широкое применение в различных областях народного хозяйства [1]. Развитие приборной базы, используемой для этих областей, позволяет с высокой точностью решать обратные задачи восстановления профилей влажности атмосферы, температуры внутри биологических объектов, неразрушающего контроля и экологического мониторинга [2].

Большинство исследуемых радиометрическими методами явлений являются стационарными либо квазистационарными процессами – информативные изменения электромагнитного излучения объектов происходят в течение длительного времени и составляют 1...5% динамического диапазона измерительного устройства (~350 К) [3]. Существуют специализированные задачи регистрации «быстрых» явлений, таких как вспышки на Солнце, горение в доменных печах, обзор профиля земной поверхности с подвижных объектов и т.д. Семантическая длительность таких явлений сопоставима с величиной периода модуляции в радиометре. Высокая научная значимость исследования быстропротекающих явлений требует соответствующей точности радиоизмерительной аппаратуры.

В работе проводится сравнительный анализ эффективности применения радиометрической аппаратуры, построенной по нулевому и дифференциальному методам измерений.

Широкое распространение получили классические схемные исполнения радиометров: модуляционные, компенсационные, корреляционные и ряд других схем [4]. Применение модуляционного радиометра, по сравнению с компенсационным, обеспечивает снижение влияния аномальных флуктуаций коэффициента передачи вблизи нулевой частоты и дрейфа собственных шумов приемника, что описано в [5, 6] и многих других классических изданиях.

Проведенные исследования подтвердили эффективность режима дифференциальных измерений для уменьшения влияния дрейфа собственных шумов приемного тракта модуляционного радиометра. Однако флуктуации коэффициента передачи в модуляционном радиометре уменьшаются за счет цепей интегрирования с постоянной времени порядка 10^3 от времени модуляции и более.

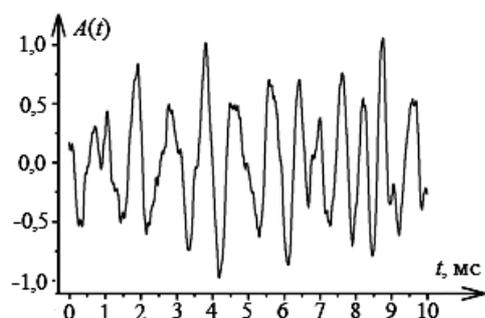
В описанных выше задачах необходимо уменьшать время интегрирования до времен, близких к длительности протекающих процессов, при эквивалентном увеличении частоты модуляции. В результате этого происходит ухудшение флуктуационной чувствительности за счет увеличения дисперсии выходного шумового сигнала и влияния аномальных флуктуаций коэффициента передачи радиометра.

Для оценки влияния флуктуаций коэффициента передачи на точность измерений проведено моделирование работы модуляционного радиометра, аномальные флуктуации которого описываются выражением

$$S(t) = \sum_{i=1}^{F_N} A_i^{1/2.5} \cdot \sin(2\pi \cdot \omega_i t + \Delta\varphi_i), \quad (1)$$

где F_N – ширина спектра флуктуаций (~ 10 кГц); ω_i – случайное значение частоты в диапазоне F_N ; $\Delta\varphi_i$ – случайное значение начальной фазы; A_i – весовой коэффициент амплитуды гармоники с частотой ω_i в спектре флуктуаций.

Спектр сигнала, описывающий аномальные флуктуации приемника характеризуется убыванием спектральной плотности по закону $1/f^{2.5}$. Синтез сигнала



осуществлен при помощи пакета прикладного программного обеспечения MatLabR2013a. Результат синтеза приведен на рис. 1.

Рис. 1. Нормированное значение флуктуаций коэффициента передачи радиометрического приемника

Для периода модуляции 1 мс форма выходной последовательности импульсов модуляционного радиометра представлена на рис. 2. Амплитудная модуляция импульсной последовательности модулирующим сигналом аномальных флуктуаций говорит об ухудшении точности результатов измерений при уменьшении времени накопления до десятков и единиц миллисекунд. Для заданного сигнала (см. рис. 2) инвариантность к флуктуациям коэффициента передачи в пределах флуктуационной чувствительности 0,01% (нормированной к динамическому диапазону измерений) достигается при временах накопления более 1,2 с. Уменьшение времени интегрирования до десятков миллисекунд приводит к

ухудшению флуктуационной чувствительности до 25% от динамического диапазона измерений.

Для эффективного решения вышеуказанных задач необходимо применять нулевые радиометры. Среди последних наибольшим преимуществом обладают нулевые радиометры с комбинированной импульсной модуляцией, основанные на модификации нулевого метода измерений. Принцип, схемотехника и алгоритмы функционирования данного типа радиометров описаны в [4, 5]. На примере флуктуаций коэффициента передачи, (см. рис. 1) приведем модуляцию импульсной последовательности модифицированного нулевого радиометра. Результат воздействия аномальных флуктуаций приведен на рис. 3.

Рис. 2. Амплитудная модуляция импульсной последовательности выходного сигнала модуляционного радиометра, вызванная флуктуациями коэффициента передачи

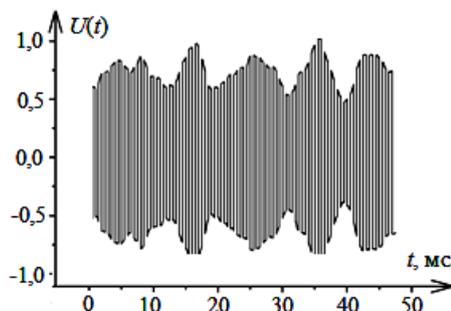
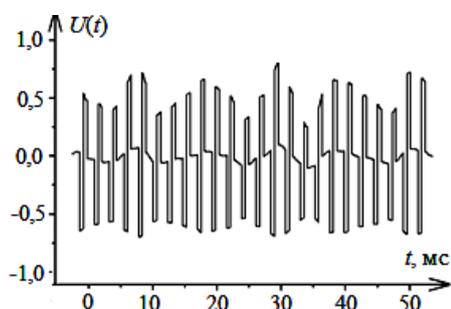


Рис. 3. Амплитудная модуляция импульсной последовательности выходного сигнала модифицированного нулевого радиометра, вызванная флуктуациями коэффициента передачи



Моделирование работы модифицированного нулевого радиометра при малых временах интегрирования показало, что при заданном сигнале аномальных флуктуаций (см. рис. 1) искажения вольт-секундной площади (результаты влияния искажения вольт-секундной площади иной природы описаны в [6]), приводящие к ухудшению заданной флуктуационной чувствительности (0,01%), происходят при увеличении периода модуляции свыше 4,8 мс.

Анализ рис. 3 показывает уменьшение влияния флуктуаций коэффициента передачи при увеличении частоты модуляции (в пределах, ограниченных условиями, описанными в [7]).

Заключение. Для эффективного решения задач измерения параметров быстропротекающих процессов радиометрическими методами наиболее пригодны нулевые радиометры ввиду инвариантности к флуктуациям коэффициента передачи вблизи нулевой частоты по сравнению с другими типами радиометров.

Литература

1. Арманд Н.А. Перспективы исследований в области дистанционного зондирования Земли и экологического мониторинга / Н.А. Арманд, В.Н. Воронков, В.П. Никитский, В.А. Панченко // Радиотехника и электроника. 1998. Т. 43, №9. С. 1061–1069.
2. Евсеев В.И. История начального периода развития радиотеплолокации в задачах дистанционного зондирования Земли (вторая половина 1940-х – первая половина

1960-х гг.) / В.И. Евсеев, А.В. Лосик, Ю.П. Соколов // Вестник Санкт-петербургского университета. 2008. Сер. 2. вып. 4, ч. II. С. 44–49.

3. Астафьева Н.М., Раев М.Д., Шарков Е.А. Портрет Земли из космоса. Глобальное радиотепловое поле // Природа. 2006. №9. С. 20–35.

4. Camps A., Tarongi J.M. Microwave radiometer resolution optimization using variable observation times // Remote Sensing. 2010. Vol. 2. P. 1826–1843.

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

6. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. М.: Наука, 1973. 415 с.

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

8. Filatov A.V., Ubaichin A.V., Bombizov A.A. A two-receiver microwave radiometer with high transfer characteristic linearity // Measurement Techniques. 2013. Vol. 55, № 11. P. 1281–1286.

9. 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. С. 59–64.

УДК 621.396.67

ФОРМИРОВАНИЕ «НУЛЕЙ» В ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ АР

А.Г. Андреев, А.А. Ерохин, Ю.П. Саломатов, П.В. Штро

Рассматриваются принципы создания «нулей» в диаграмме направленности (ДН) антенной решетки (АР) в заданных направлениях. Получены выводы о снижении коэффициента усиления АР и искажении фазовой ДН. Представлены результаты эксперимента по формированию ДН с «нулем» в заданном направлении.

Ключевые слова: антенная решетка, пространственное подавление помех.

Создание «нулей» в ДН АР. Рассмотрим выражение для ДН антенны, формирующей «нуль» в заданном направлении [1]:

$$F_{\Delta_1}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) = F(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) - F_{p_1} \cdot F(\theta, \varphi, \theta_{p_1}, \varphi_{p_1}), \quad (1)$$

где $F(\theta, \varphi, \theta_i, \varphi_i)$ – ДН, имеющая максимум в направлении (θ_i, φ_i) ;

$F_{p_1} = \frac{F(\theta_{p_1}, \varphi_{p_1}, \theta_0, \varphi_0)}{F(\theta_{p_1}, \varphi_{p_1}, \theta_{p_1}, \varphi_{p_1})}$ – коэффициент, зависящий от направления на источник

помехи $(\theta_{p_1}, \varphi_{p_1})$.

Как показано в [1], амплитудно-фазовое распределение (АФР), соответствующее (1), определяется выражением:

$$\dot{I}_{\Delta_1} = \dot{I}_0 - F_{p_1} \cdot \dot{I}_1, \quad (2)$$

где \dot{I}_0 – АФР, соответствующее исходной (неискаженной) ДН; \dot{I}_1 – АФР, соответствующее ДН, имеющей максимум в направлении $(\theta_{p_1}, \varphi_{p_1})$ (компенсационная ДН).

На рис. 1 приведен пример формирования «нуля» в первом боковом лепестке ДН 8-элементной кольцевой АР.

Второе слагаемое в выражении (1) при $\theta = \theta_0$, $\varphi = \varphi_0$ будет определять потери в усилении АР. Амплитудные потери и искажение фазовой характеристики

будут полностью определяться взаимным положением направления максимума излучения (θ_0, φ_0) и направления прихода помехи $(\theta_{p1}, \varphi_{p1})$.

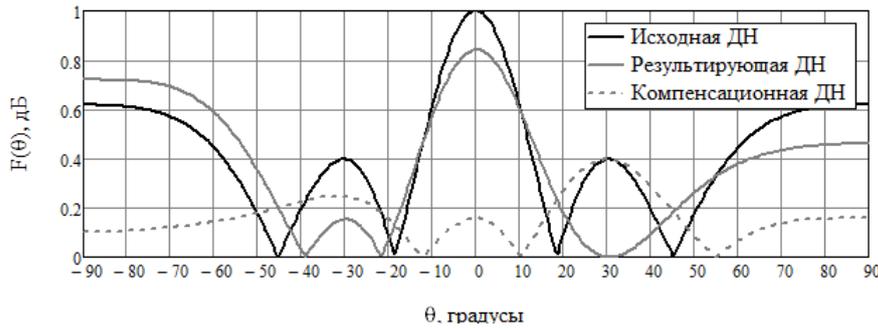


Рис. 1. ДН АР с одним «нулем» в направлении $\theta_{p1} = 30^\circ$, $\varphi_{p1} = 0^\circ$

Принцип формирования нулей в ДН можно использовать для случаев с различным количеством помех, к тому же полученные выражения будут справедливы и для АР с любой геометрией расположения излучателей. Так, для нахождения ДН с двумя «нулями» в заданных направлениях необходимо в качестве исходной ДН (первое слагаемое в (1)) использовать ДН с одним «нулем» $F_{\Delta_1}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0)$. Условие нормировки во втором слагаемом также должно быть выполнено. Для формирования второго «нуля» ДН в заданном направлении $(\theta_{p2}, \varphi_{p2})$ необходимо рассмотреть следующую ДН:

$$F_{\Delta_2}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) = F_{\Delta_1}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) - F_{p2} \cdot F_{\Delta_{12}}(\theta, \varphi, \theta_{p2}, \varphi_{p2}), \quad (3)$$

где $F_{p2} = \frac{F_{\Delta_1}(\theta_{p2}, \varphi_{p2}, \theta_0, \varphi_0)}{F_{\Delta_{12}}(\theta_{p2}, \varphi_{p2}, \theta_{p2}, \varphi_{p2})}$ – условия нормировки $F_{\Delta_{12}}(\theta, \varphi, \theta_{p2}, \varphi_{p2})$;

$F_{\Delta_{12}}(\theta, \varphi, \theta_{p2}, \varphi_{p2}) = F(\theta, \varphi, \theta_{p2}, \varphi_{p2}) - F_{p12} \cdot F(\theta, \varphi, \theta_{p1}, \varphi_{p1})$ – компенсационная ДН с максимумом в направлении $(\theta_{p2}, \varphi_{p2})$ и «нулем» в направлении $(\theta_{p1}, \varphi_{p1})$,

$$F_{p12} = \frac{F(\theta_{p1}, \varphi_{p1}, \theta_{p2}, \varphi_{p2})}{F(\theta_{p2}, \varphi_{p2}, \theta_{p2}, \varphi_{p2})}.$$

Если необходимо создать третий «нуль» в ДН в направлении $(\theta_{p3}, \varphi_{p3})$, то определяется ДН следующего вида:

$$F_{\Delta_3}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) = F_{\Delta_2}(\theta, \varphi, \theta_0, \varphi_0) - F_{p3} \cdot F_{\Delta_{123}}(\theta, \varphi, \theta_{p2}, \varphi_{p2}), \quad (4)$$

где $F_{p3} = \frac{F_{\Delta_2}(\theta_{p3}, \varphi_{p3}, \theta_0, \varphi_0)}{F_{\Delta_{123}}(\theta_{p3}, \varphi_{p3}, \theta_{p3}, \varphi_{p3})}$ – коэффициент нормировки;

$F_{\Delta_{123}}(\theta, \varphi, \theta_{p3}, \varphi_{p3}) = F_{\Delta_{13}}(\theta, \varphi, \theta_{p3}, \varphi_{p3}) - F_{p123} \cdot F_{\Delta_{132}}(\theta, \varphi, \theta_{p2}, \varphi_{p2})$ – компенсационная ДН;

$F_{p123} = \frac{F_{\Delta_{13}}(\theta_{p2}, \varphi_{p2}, \theta_{p3}, \varphi_{p3})}{F_{\Delta_{132}}(\theta_{p2}, \varphi_{p2}, \theta_{p2}, \varphi_{p2})}$ – коэффициент нормировки;

$$F_{\Delta_{132}}(\theta, \varphi, \theta_{p3}, \varphi_{p3}) = F(\theta, \varphi, \theta_{p3}, \varphi_{p3}) - F_{p12} \cdot F(\theta, \varphi, \theta_{p1}, \varphi_{p1}); \quad F_{\Delta_{13}}(\theta, \varphi, \theta_{p3}, \varphi_{p3}) = F(\theta, \varphi, \theta_{p3}, \varphi_{p3}) - F_{p13} \cdot F(\theta, \varphi, \theta_{p1}, \varphi_{p1}); \quad F_{p13} = \frac{F(\theta_{p1}, \varphi_{p1}, \theta_{p3}, \varphi_{p3})}{F(\theta_{p3}, \varphi_{p3}, \theta_{p3}, \varphi_{p3})}.$$

Таким образом, при помощи рассмотренного итерационного метода можно получить ДН и АФР, им соответствующие, для произвольного количества помех.

Для ДН, полученных в соответствии с выражениями (1), (3), (4), в заданных направлениях формируются «нули», так как всегда можно подобрать такой коэффициент F_p , чтобы выполнялось условие нормировки. На рис. 2 приведен пример создания «нуля» в ДН с провалом в первом боковом лепестке ДН в соответствии с выражением (1).

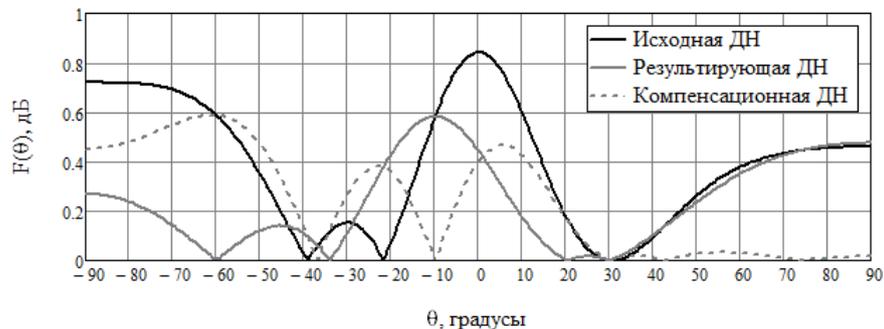


Рис. 2. ДН АР с двумя «нулями» в направлении $\theta_{p1} = 30^\circ$, $\varphi_{p1} = 0^\circ$ и $\theta_{p2} = 60^\circ$, $\varphi_{p2} = 0^\circ$

АФР соответствующие (3), (4), находятся из выражений, аналогичных (2).

Проведение эксперимента. Измерение ДН АР выполнялось в безэховой камере СФУ [2]. Схема эксперимента приведена на рис. 3. В качестве тестового сигнала был выбран сигнал ГЛОНАСС стандартной точности (СТ). Сигнал, формируемый имитатором, поступает на передающую антенну. Далее сигналы с приемной АР поступают на навигационный приемник, в котором происходит цифровое формирование лучей в заданном направлении, а также оценка уровня входного сигнала. Управление имитатором, приемником и поворотной платформой осуществлялось при помощи персонального компьютера (ПК). Для измерения ДН АР, производился поворот приемной АР относительно передающей антенны при помощи поворотной платформы.

Исследование алгоритма формирования «нулей» в ДН проводилось для 2-элементной АР с расстоянием между элементами $0,55 \lambda$. АФР для формирования «нулей» в ДН рассчитывалось по формуле (2). На рис. 4 приведен пример ДН с «нулем» в направлении $\theta = -50^\circ$.



Рис. 3. Схема измерения ДН двухэлементной АР:

- 1 – кабель, соединяющий передающую антенну и имитатор;
- 2 – кабель, соединяющий АР и приемник;
- 3 – управление поворотной платформой

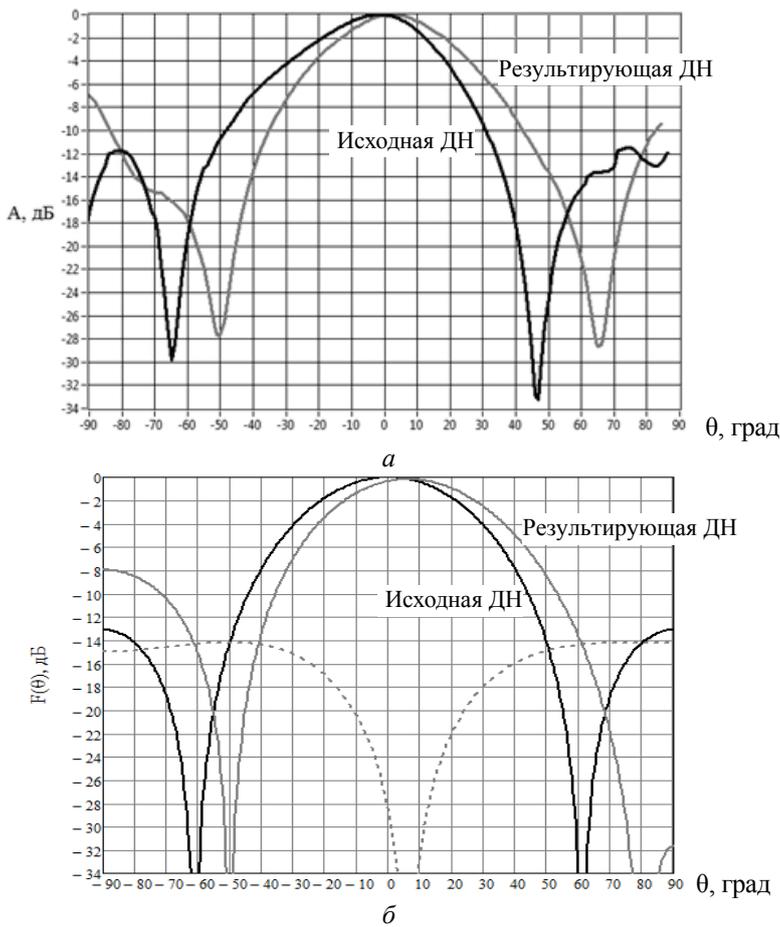


Рис. 4. Измеренная (а) и расчетная (б) ДН АР

Как видно из рис. 4, в эксперименте не удалось получить «нулевое» значение ДН в заданном направлении. Это связано с неучетом в расчетах взаимного влияния элементов АР, неидентичности амплитудных и фазовых характеристик аналоговых трактов, отражения сигнала от опорных элементов АР и пр. Для формирования более глубокого «нуля» в ДН потребовалось экспериментально уточнить значение коэффициента нормировки F_p .

Для оценки влияния коэффициента нормировки F_p на уровень «нуля» в заданном направлении были выполнены эксперименты: с изменением действительной и мнимой частей коэффициента нормировки. На рис. 5 приведены результаты изме-

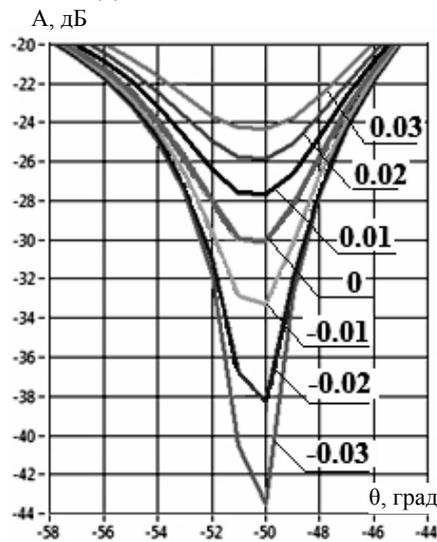


Рис. 5. ДН при изменении мнимой части коэффициента нормировки

рения уровня ДН в направлении $\theta = -50^\circ$ для случая изменения мнимой части коэффициента нормировки. В данном эксперименте действительная часть коэффициента оказала значительно меньшее влияние на уровень «нуля» в ДН.

Заключение

1. Формирование «нулей» в ДН приводит к снижению коэффициента усиления антенны.
2. АФР, рассчитываемое по формуле (2), требует экспериментального уточнения, для получения глубоких «нулей».
3. Метод может быть использован при стационарных условиях расположения помех и АР.

Литература

1. Ерохин А.А. Кольцевые антенные решетки с пространственной селекцией помех / А.А. Ерохин, Ю.П. Саломатов // Изв. высш. учеб. заведений. Физика. 2013. Т. 55, №9/2. С. 64–65.
2. Лаборатория антенн и техники СВЧ ИИФиРЭ СФУ [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://svch.sfu-kras.ru/>, свободный (дата обращения: 10.09.2014).

УДК 537.877

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ БЕЗЭХОВОЙ КАМЕРЫ

Д.А. Булычев, А.В. Фатеев

Экспериментально исследовано экранирование безэховой камеры, разработанной и построенной в ТУСУРе, на кафедре СВЧКР. Измерения проводились с помощью векторного анализатора спектра Р4М в соответствии с ГОСТ 504-14-92.

Ключевые слова: безэховая камера, экранированная камера.

Для измерений и испытаний радиотехнической аппаратуры, излучающей в свободное пространство, применяются безэховые камеры. Безэховой камерой (БЭК) называется помещение, облицованное изнутри радиопоглощающим материалом с целью уменьшения отражения от стен и обеспечения в некотором объёме камеры заданного малого уровня отражений, т.е. условий, приближающихся к условиям «свободного пространства». Эффективность экранирования БЭК – это основной параметр, позволяющий определить степень экранирования БЭК от прохождения сквозь стены камеры электромагнитного излучения. На кафедре СВЧКР была построена камера, форма которой показана на рис. 1. В качестве материала для стен был выбран гипсокартон, который обклеивался листовой фольгой толщиной 200 мкм. Испытания на эффективность экранирования БЭК проведены на стадии ввода её в строй. При оценке эффективности экранирования испытаниям были подвергнуты экран, двери, монтажные проёмы, а также другие конструктивные элементы и узлы, некачественный монтаж которых может привести к снижению величины эффективности экранирования.

Проведение измерений. Для проведения измерений использовались широкополосные рупорные антенны П6-23М, векторный анализатор цепей Р4М-18 фирмы «Микран», который совмещает в себе широкополосный генератор и при-

ёмник, и методика испытаний в соответствии с ГОСТ 504-14–92 [1]. Измерения экранированной камеры проводились в разных точках согласно плану БЭК и особенностям монтажа покрытия.

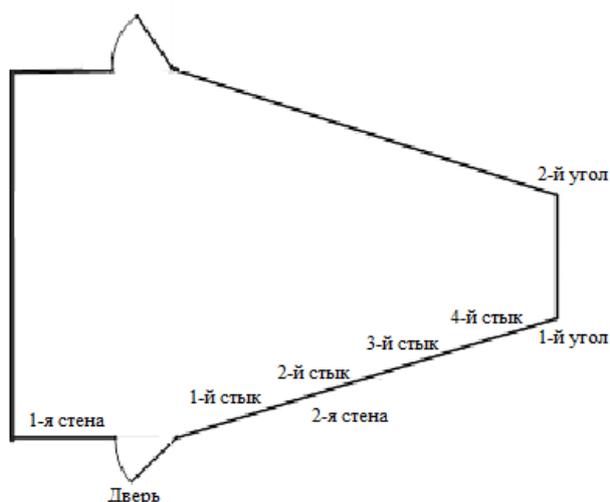


Рис. 1. План безэховой камеры (вид сверху)

Вначале был зафиксирован уровень излучаемого электромагнитного поля при отсутствии экрана. Измерительная аппаратура (ИА) размещена и соединена в соответствии со схемой, приведённой на рис. 2, а. Антенны были установлены на треноги внутри экранированной камеры. Для определения уровня излучённого электромагнитного поля, ослабленного экраном, ИА была размещена в соответствии со схемой, приведённой на рис. 2, б. При этом одна антенна находилась в экранированной камере, а вторая – вне камеры. Расстояние между антеннами выдерживалось равным расстоянию при проведении эксперимента внутри камеры.

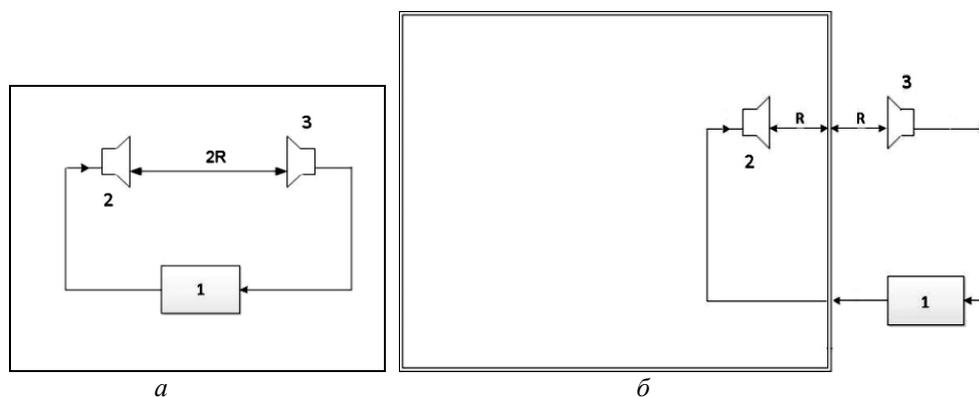


Рис. 2. Состав и размещение ИА: 1 – P4M-18; 2 – передающая антенна; 3 – приёмная антенна

Результаты измерений. На основе полученных данных была составлена таблица, в которой приведены значения эффективности экранирования БЭК. Расчёт проводился путём разности значений коэффициентов передачи в децибелах при отсутствии экрана и с экраном.

Значения эффективности экранирования БЭК

Частота, ГГц	Дверь, дБ	1-я стена, дБ	2-я стена, дБ	1-й стык, дБ	2-й стык, дБ	3-й стык, дБ	4-й стык, дБ	1-й угол, дБ	2-й угол, дБ
0.8	38,76	43,54	46,93	37,15	34,36	44,65	24,34	36,98	40,14
1	36,02	36,59	46,09	33,65	40,71	41,09	34,18	45,89	42,48
2	30,15	38,81	41,03	38,36	45,74	46,02	44,81	46,73	41,69
5	29,37	37,48	34,74	37,61	43,22	39,87	26,99	39,19	39,65
8	51,8	40,81	52,68	50,21	39,02	42,24	38,09	53,22	42,44
10	66,99	57,89	59,59	50,74	46,88	41,45	52,85	47,64	46,39
12	46,3	38,68	46,82	52,59	40,72	39,92	39,85	38,38	50,99
15	37,19	32,84	40,88	41,44	36,78	43,25	35,42	43,27	38,8
18	32,43	24,82	35,58	30,43	26,03	27,3	28,43	32,36	30,68

На основе таблицы можно судить, что построенная экранированная камера принадлежит ко второму классу экранированных камер, так как обеспечивает экранирование на рабочих частотах в пределах 30 дБ. Работа по повышению уровня экранировки БЭК продолжается: щели на дверях и стыки фольги проклеены алюминиевым скотчем. В планах установка фильтров для подключения СВЧ-кабеля и электропитания.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по контракту № 02.G25.31.0091.

Литература

1. ГОСТ Р 504-14-92. Совместимость технических средств электромагнитная. Оборудование для испытаний. Камеры, экранированные классы, основные параметры, технические требования и методы испытаний. М., 1993. 28 с.

УДК 621.396.41

СВЧ-РАДИОВИДЕНИЕ

И.Ю. Кузьменко, И.С. Федянин, Т.Р. Муксунов, С.Э. Шипилов, В.П. Якубов

Сопоставляются две радиотомографические системы, основанные на использовании ЛЧМ-датчиков и доплеровских датчиков. Приводятся результаты, полученные при использовании каждой из указанных систем, проводится их анализ и сравнение.

Ключевые слова: радиотомография, ЛЧМ, доплеровский датчик, пространственно-согласованная фильтрация.

Основной задачей томографии является восстановление формы сканируемых объектов, в том числе скрытых за оптически непрозрачными преградами. В настоящее время подобные задачи возникают при досмотре граждан и их багажа с целью обнаружения запрещенных предметов, таких как холодное и огнестрельное оружие, в том числе и изготовленное из диэлектрических материалов. При неразрушающем контроле необходимо исследовать внутреннюю структуру изучаемого объекта, что также сводится к задаче томографии. Существует потребность в такой методике достижения заданных целей, которая должна не только быть безопасной для сканируемого объекта, но и реализация которой возможна без использования дорогостоящего и труднодоступного оборудования.

Идея использования тактированных антенных решеток для получения радиоизображений, высказанная сотрудниками немецкого Института неразрушающих методов контроля (IZFP, Германия), позволяет существенно уменьшить взаимное влияние антенных элементов в фазированных решетках [1]. При этом в каждый конкретный момент времени работает только одна пара из передающих и приемных элементов.

В настоящее время в радиотомографии для снятия волновых проекций рассеянного поля применяются:

- системы СШП-зондирования;
- системы ЛЧМ-зондирования;
- системы доплеровского зондирования.

Необходимо отметить, что системы ЛЧМ и доплеровского зондирования являются более простыми в реализации и менее дорогостоящими по сравнению с СШП системами.

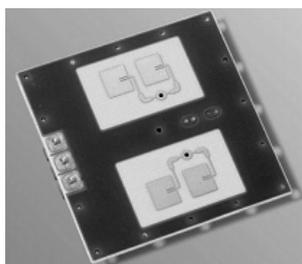
В настоящей работе проводится сопоставление радиоизображений, полученных с использованием систем ЛЧМ-зондирования и систем доплеровского зондирования.

Необходимо отметить, что при снятии волновых проекций с использованием доплеровского датчика каждой точке измерения соответствует единичное значение, а при использовании ЛЧМ-датчика – векторное. Объем памяти, необходимый для хранения волновых проекций, можно записать следующим образом:

$$M = N \cdot L \cdot d,$$

где N – количество пространственных точек измерений; L – количество записанных отсчетов АЦП; d – объем памяти в байтах, необходимый для хранения одного отсчета АЦП. При использовании доплеровских систем всегда $L=1$. Таким образом, для хранения волновых проекций, снятых с использованием ЛЧМ-системы, необходимый объем памяти должен быть больше в L раз, чем для доплеровской системы.

Как известно, пространственное разрешение любой системы радиовидения определяется ее рабочей длиной волны. Локационная схема в этом смысле имеет преимущество, поскольку трасса зондирования проходит дважды, и тогда разрешение определяется половиной длины волны. На рис. 1, *а* показан внешний вид доплеровского датчика перемещений CON-RSM1700, который использует частоту 24 ГГц, что соответствует рабочей длине волны 1,25 см. Потенциально ожидаемое разрешение оценивается как 0,62 см. С выхода смесителя датчика снимается низкочастотный сигнал, пропорциональный квадратурной составляющей отраженного от цели сигнала. Нужно отметить, что фазовая информация при этом сохраняется. На рис. 1, *б* показан внешний вид ЛЧМ-датчика «Степь», рабочий диапазон частот которого 24–26 ГГц.



а



б

Рис. 1. Радиоволновые датчики: *а* – доплеровский датчик; *б* – ЛЧМ-датчик

Использование планарной решетки из таких датчиков, включаемых в тактированном режиме, легко имитируется, например, путем простого перемещения одного датчика в плоскости зондирования. Это позволяет снять полную волновую проекцию исследуемой цели. В качестве тестовой цели был взят вырезанный из асбестоцементной плиты ступенчатый треугольник с размером каждой ступеньки 5×5 см (рис. 2). Для оценки разрешающей способности в центре треугольника было сделано отверстие квадратной формы размером 2×2 см.

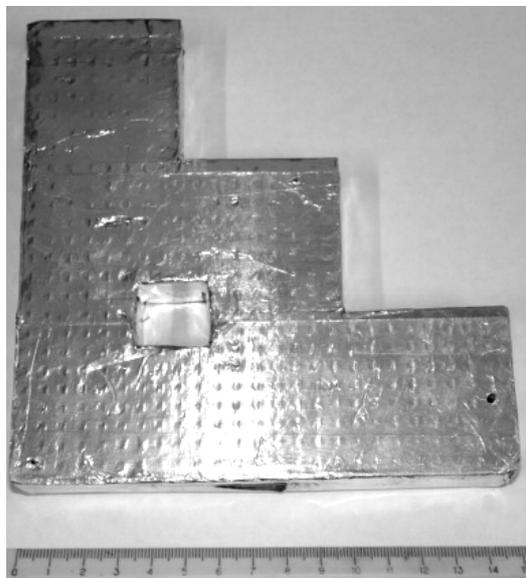
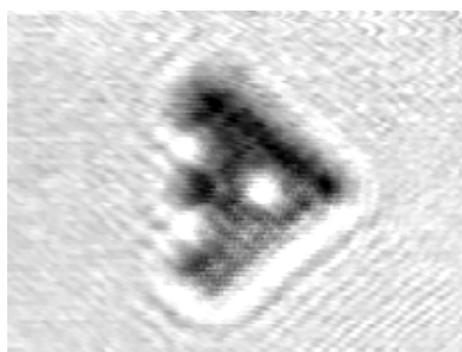


Рис. 2. Тестовый объект

На рис. 3, *а* показано исходное распределение квадратурных составляющих, снятых с шагом 4 мм, для тестового треугольника, помещенного на расстоянии 100 мм от плоскости зондирования. Хорошо прослеживается контур тестового объекта и наблюдается отверстие в его центре. Поскольку используется слабонаправленный излучатель, то каждая точка на изображении является результатом множественных отражений, в связи с чем изображение выглядит размытым в двух направлениях.



а



б

Рис. 3. Радиоволновое изображение тестового объекта с использованием доплеровского датчика (*а*) и ЛЧМ-датчика (*б*)

Для повышения разрешающей способности достаточно провести фокусировку изображения с использованием технологии синтеза большой апертуры [2]. Эта операция проводится с использованием двумерной согласованной фильтрации с комплексной аппаратной функцией вида

$$W(\mathbf{r} - \mathbf{r}_F) = \exp(-2ik|\mathbf{r} - \mathbf{r}_F|),$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число, а \mathbf{r} и \mathbf{r}_F – радиус-векторы точки на апертуре и точки фокусировки на изображении соответственно. Свертка исходного изображения с этой функцией выравнивает фазы всех суммируемых составляющих в каждой точке синтезируемого изображения [3]. Результат показан на рис. 4, *а*. Видно, что разрешение существенно повысилось приблизительно до 0,5–1 см.

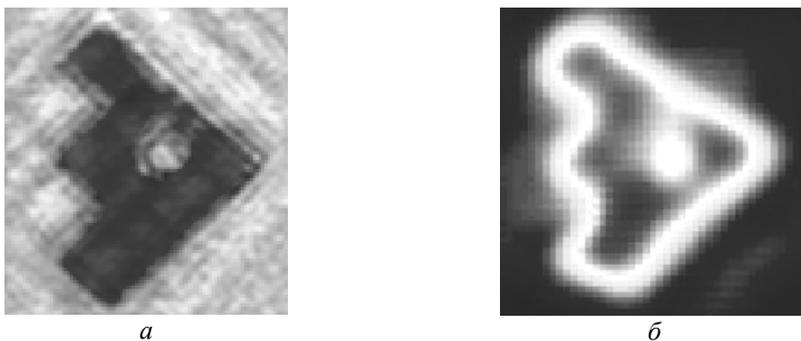


Рис. 4. Результат применения математической обработки к радиоволновому изображению: *а* – доплеровский датчик; *б* – ЛЧМ-датчик

На рис. 3, *б* показано исходное радиоизображение того же тестового объекта, полученное с использованием ЛЧМ-датчика, шаг сканирования 4 мм, расстояние до объекта 600 мм. Как видно из рисунка, изображение объекта размыто, контуры объекта неразличимы, отверстие в центре не наблюдается. Для увеличения разрешающей способности в плоскости сканирования предлагается провести операцию пространственной согласованной фильтрации. Результат применения пространственной согласованной фильтрации представлен на рис. 4, *б*. Контур объекта выражены четко, отверстие в центре объекта вполне различимо.

Заключение. Проведено сопоставление двух систем радиотомографии и сделаны следующие выводы:

1. Задача обработки результатов более ресурсоемка при использовании ЛЧМ в связи с большим объемом записываемых данных.
2. Качество изображений после обработки сопоставимо, хотя объект при использовании ЛЧМ-системы находился на расстоянии, в 6 раз большем, чем при использовании доплеровской системы.

Литература

1. Radiowave tomography of hidden object for security systems / V.P. Yakubov, K.G. Sklyarchik, D.Ya. Suhanov et al. // Proceedings of the higher educational institutions. Physics. 2008. № 10. P. 63–79.
2. Radiowave tomography: achievements and perspectives / V.P. Yakubov, S.E. Shipilov, D.Ya. Suhanov, A.V. Klokov. Tomsk: NTL, 2014. 280 p.
3. Radiovision using lattice of microwave detector modules / I.S. Fedyanin, I.Yu. Kuzmenko, S.E. Shipilov, V.P. Yakubov // Proceedings of the higher educational institutions, Physics. 2012. № 9–2. P. 270–271.

ВЛИЯНИЕ МЕШАЮЩИХ ФАКТОРОВ, СОЗДАВАЕМЫХ НАПРАВЛЕННЫМ УСТРОЙСТВОМ, НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ

Ф.А. Михеев

Рассмотрены мешающие факторы, создаваемые направленным устройством, влияющие на точность измерения коэффициента отражения. Проведена оценка влияния направленности на точность измерения коэффициента отражения испытываемого устройства.

Ключевые слова: направленное устройство, коэффициент отражения, анализатор цепей, направленность, ошибка измерения.

Одной из наиболее сложных задач при анализе цепей в диапазоне СВЧ является измерение коэффициента отражения испытываемого устройства (ИУ). В автоматизированных анализаторах параметров цепей эта задача решается с помощью разделения направленным устройством падающих и отражённых волн.

Направленное устройство (НУ) может быть построено на основе или направленного ответвителя или моста [1–3]. В общем случае оно может быть представлено как трёхпортовое устройство (рис. 1). Основными электрическими характеристиками направленных устройств являются: переходное ослабление (C), направленность (D), потери в основном канале (L), КСВН портов. Переходное ослабление определяет величину связи между основным и вторичным каналами и находится как отношение мощностей на входе основного и выходе вторичного каналов

$$C = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_1}{P_3} \right), \text{ [дБ]}. \quad (1)$$

Направленность характеризует, насколько хорошо НУ разделяет сигналы, распространяющиеся в прямом и обратном направлениях, и определяется соотношением

$$D = (I - (C + L)), \text{ [дБ]}, \quad (2)$$

где I – параметр, называемый развязкой и являющийся отношением мощности на входе направленного устройства к мощности на развязанном порте.

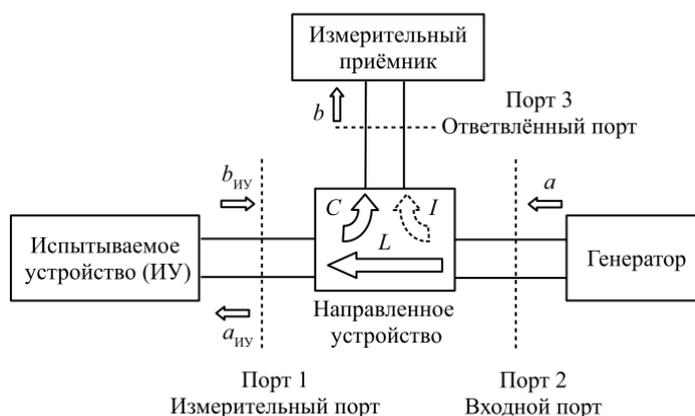


Рис. 1. Измерительная цепь с направленным устройством

В идеальном НУ переходное ослабление и потери в основном канале равны 0 дБ, направленность равна бесконечности и измерительный порт полностью согласован. Если при справедливости перечисленных выше предположений об идеальности НУ обеспечена стабильность падающей волны генератора a , то отражённая волна b будет прямо пропорциональна коэффициенту отражения $\Gamma_{ИУ}$ от ИУ. Однако на практике идеальные параметры НУ не достижимы, что приводит к возникновению ошибок при измерении коэффициента отражения [1, 2]. Поэтому при измерении коэффициента отражения мешающие измерению факторы, создаваемые направленным устройством, учитываются и, насколько это возможно, исключаются из результатов измерения.

В первую очередь в реальном НУ переходное ослабление и потери в основном канале всегда больше 0 дБ. При сложении этих двух величин получается коэффициент, который может быть назван поправкой на отражение [1]:

$$R = (C + L), \text{ [дБ]}. \quad (3)$$

В реальном направленном устройстве также присутствует паразитный путь прохождения сигнала от порта 2 к порту 3, искажающий измерения. Эти искажения связаны с величиной развязки I . В качестве меры отличия между реальным и идеальным поведением направленного устройства удобно использовать специальное отношение, известное как поправка на направленность (2), которая векторно добавляется к величине $\Gamma_{ИУ}$. Поэтому соотношение для измеренного коэффициента отражения ИУ будет выглядеть следующим образом:

$$M = \frac{b}{a} = 10^{\frac{R}{20}} \cdot \left(\Gamma_{ИУ} + 10^{\frac{D}{20}} \right). \quad (4)$$

Для оценки ошибки измерений его удобно привести к виду

$$M = \frac{b}{a} = W \cdot (1 + X), \quad (5)$$

где $X = D/\Gamma_{ИУ}$ и $W = R \cdot \Gamma_{ИУ}$.

Множитель $(1 + X)$ характеризует относительное отклонение измеренной величины M от её истинного значения W . Относительное отклонение $(1 + X)$ показано на рис. 2.

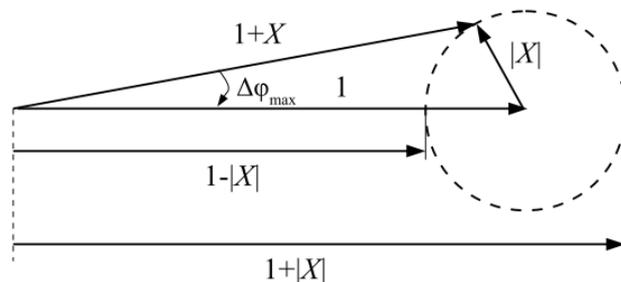


Рис. 2. Векторная суперпозиция составляющих 1 и $|X|$

Поправка на отражение R приводит к относительной ошибке измерения, которая не зависит от величины $\Gamma_{ИУ}$. Она может быть легко скорректирована введением комплексного поправочного коэффициента. Поправка на направленность D приводит к ошибке измерения, которая зависит от коэффициента отражения $\Gamma_{ИУ}$. Для компенсации этой систематической ошибки должна использоваться комплексная коррекция данной неидеальности.

В случае если анализатор цепей может измерять только модуль $\Gamma_{иу}$ (т.е. является скалярным), величину D невозможно исключить из результатов измерения, и она будет давать вклад в общую ошибку, ограничивая точность измерения малых значений модуля коэффициента отражения (рис. 3).



Рис. 3. Неопределённость измерения как функция поправки на направленность и значения возвратных потерь

Неопределённость измерения заключается в отсутствии информации о фазе X , что создаёт область неоднозначных значений, ограниченных пунктирной окружностью (рис. 2). Из анализа формулы (5) и рис. 2 и 3 становится очевидно, что невозможно непосредственно измерять коэффициенты отражения, меньшие, чем поправка на направленность. Например, для обеспечения точного измерения значений возвратных потерь более 30 дБ требуется НУ с направленностью выше 38 дБ. Поскольку в скалярных анализаторах цепей в качестве НУ применяются мосты, то данное значение направленности вполне достижимо [4].

Еще одним мешающим фактором при измерении коэффициента отражения ИУ является возможное наличие ненулевого коэффициента отражения от измерительного порта НУ. Данный мешающий фактор называется рассогласованием измерительного порта S , приводящим к возникновению многократных отражений между измерительным портом и ИУ, мешающих измерению больших значений $\Gamma_{иу}$ [1].

В то же время в векторном анализаторе цепей влияние направленного устройства на ошибку измерения коэффициента отражения может быть сведено к минимуму из-за наличия возможности исключения поправки на направленность и рассогласования измерительного порта после выполнения калибровки [1, 2]. Однако это не означает, что обе величины D и S отдельно или в совокупности никакого влияния на измерения не оказывают. Влияние любой из этих величин будет проявляться в ухудшении стабильности измерения коэффициента отражения векторным анализатором цепей при изменении температур окружающей среды или внутри корпуса прибора. Математически описать это влияние очень сложно, так как невозможно учесть поведение всех компонентов системы при изменении температуры. Поэтому данное предположение было проверено экспериментально.

Экспериментальное исследование проведено с использованием векторного анализатора цепей Р4М-18. В процессе эксперимента на одном из измерительных портов анализатора цепей заменялось НУ, выделяющее отраженную волну. В

качестве направленного устройства были применены направленные ответвители с направленностью 10 и 20 дБ, а также разделитель мощности. При этом замена НУ проводилась для одного и того же измерительного порта. После его замены проводилась проверка стабильности измерения коэффициента отражения при нагревании анализатора цепей в термокамере на 10 °С относительно комнатной температуры. Также стоит отметить, что испытываемое устройство (в данном случае согласованная нагрузка) подключалось непосредственно к измерительному порту без использования кабелей. Полученные частотные зависимости модуля коэффициента отражения испытываемого устройства приведены на рис. 4.

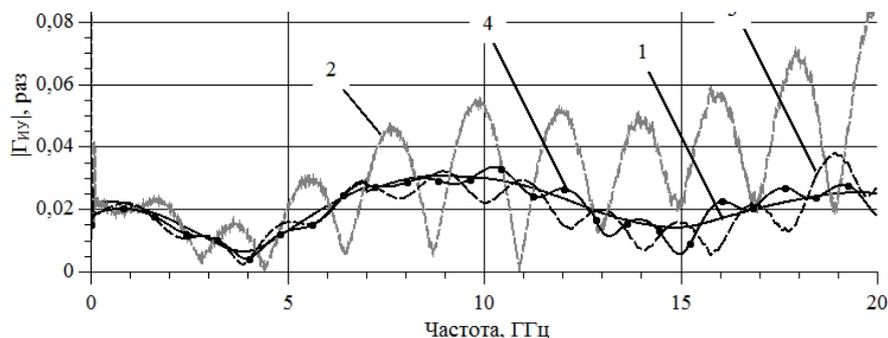


Рис. 4. Частотные зависимости модуля коэффициента отражения испытываемого устройства

Частотные зависимости, приведённые на рис. 4, получены при следующих условиях. Первая частотная зависимость получена сразу после выполнения калибровки. Вторая и последующие частотные зависимости получены при нагреве векторного анализатора цепей на 10 °С. При этом во втором случае в качестве НУ использован разделитель мощности. В третьем случае в качестве НУ использован направленный ответвитель с направленностью 10 дБ. В четвёртом случае в качестве НУ использован направленный ответвитель с направленностью 20 дБ. Из анализа полученных частотных зависимостей следует, что при ухудшении направленности нестабильность измерения возрастает.

На основе полученных теоретических и экспериментальных данных можно сделать следующие выводы:

1. На ошибку измерения коэффициента отражения влияют такие параметры направленного устройства, как поправка на отражение, поправка на направленность, рассогласование измерительного порта. При этом поправка на отражение может быть легко учтена и исключена из результатов измерения независимо от типа анализатора цепей (скалярный или векторный).

2. В случае скалярных измерений поправка на направленность и рассогласование измерительного порта учтены и полностью исключены из результата измерения быть не могут. Поэтому к направленному устройству предъявляются достаточно жесткие требования.

3. В случае векторных измерений все паразитные параметры направленного устройства могут быть учтены и исключены из результата измерения. Однако, чем хуже параметры направленного устройства, тем хуже стабильность векторного анализатора цепей во времени и по температуре.

Автор благодарит инженера А.В. Банщикова и с.н.с ЗАО «НПФ «Микран» В.Н. Ульянова за помощь в проведении эксперимента.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по контракту № 02.G25.31.0091.

Литература

1. Хибель М. Основы векторного анализа цепей / пер. с англ. С.М. Смольского; под ред. У. Филипп. М.: Изд. дом МЭИ, 2009. 500 с.
2. Collier R.J. Microwave Measurements / R.J. Collier, A.D. Skinner. 3-th ed. The institution of engineering and technology, 2007. 506 p.
3. Сверхширокополосный направленный мост для векторного анализатора цепей диапазона СВЧ / Ф.А. Михеев, Г.Г. Гошин, А.В. Фатеев, М.С. Ройтман // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 219–222.
4. Anritsu Precision RF & Microwave Components: Product Catalog. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.anritsu.com/en-US/Products-Solutions/Instructional/Precision-RF-Microwave-Components-Catalog.aspx>, свободный (дата обращения: 04.09.2014).

УДК 538.3(075.8)

МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПОЗИЦИОННОГО МЕТАМАТЕРИАЛА ДЛЯ РАДИОДИАПАЗОНА

А.С. Мироньчев, В.П. Якубов, А.В. Клоков, С.Э. Шипилов, А.В. Горст

Приводятся результаты теоретического исследования и численного моделирования способа создания метаматериала радиодиапазона.

Ключевые слова: метаматериал, численное моделирование, отрицательный показатель преломления.

Термин «метаматериал» предложил в 2000 г. руководитель Центра электромагнитных материалов и устройств в г. Остин (штат Техас, США) Роджер Уолсер [1]. Факт экспериментального подтверждения возможности существования таких сред [2] стимулировал огромный интерес к исследованию новых подходов по конструированию искусственных электромагнитных материалов и их использованию. Важно, что среда с такими параметрами имеет отрицательный коэффициент преломления n . Необычные свойства такой воображаемой среды – метаматериала – ранее были известны только узкому кругу специалистов и наиболее обстоятельно описаны в статье советского физика Виктора Веселаго, опубликованной в журнале «Успехи физических наук» в 1967 г. [3], т.е. за три десятилетия до появления самого понятия метаматериалов. Важным приложением использования метаматериалов является изготовление линз, с помощью которых возможно превзойти дифракционный предел по пространственному разрешению в радиоволновой томографии [4].

В настоящей работе приводятся результаты теоретического и экспериментального исследования возможности создания метаматериала для радиодиапазона как искусственной композиционной среды, составленной из определенным образом ориентированных прямолинейных и кольцевых проводников (рис. 1).

В основе электродинамической модели метаматериалов лежит уравнение Поклингтона для тока I , наводимого на проводнике падающей электромагнитной волной с напряженностью поля E_0 . В случае прямолинейного идеально проводящего проводника уравнение имеет вид

$$\frac{1}{-i\omega\epsilon_0} \int_{-d}^d I(z')g(z-z')dz' = -E_0.$$

Ядро этого интегрального уравнения определенным образом зависит от конфигурации проводника. Дипольный момент проводника тока определяет удельную поляризуемость проводника γ и эффективную диэлектрическую проницаемость композита. Решение данной электродинамической задачи показывает, что рассматриваемая среда может иметь отрицательный коэффициент преломления [5].

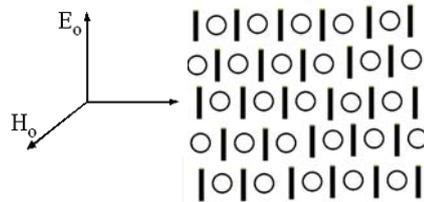


Рис. 1. Падение плоской волны на композитную искусственную среду

Для проверки решения приведенной электродинамической задачи необходимо провести численное моделирование, выбрав такие параметры решетки, как размеры проводников, их концентрацию и положение относительно друг друга. Кроме этого, стоит учитывать заполняющую среду – диэлектрик, в котором располагаются проводники. Для этого возможно провести ряд моделирований в программном продукте Microwave Studio (CST). Данное программное обеспечение позволяет с высокой точностью проводить моделирования различных структур.

За основу многослойной решетки была выбрана модель однослойной решетки из кольцевых проводников. Модель была построена из четырех слоев колец. Кольцевые проводники имеют размеры: внешний радиус 4 мм, внутренний радиус 2 мм, толщина кольца 2 мм, шаг однослойной решетки 10 мм (под шагом понимается расстояние между центрами колец). Количество элементов в одной решетке 247 штук. Остальные слои были смещены, а именно проводилось попеременное смещение слоев вверх и вниз на 4 мм. Таким образом, получилась многослойная решетка из 988 элементов. Вектор напряженности падающей плоской волны сонаправлен с осью колец. Моделирование проводилось в диапазоне частот от 8 до 12 ГГц. На рис. 2 изображена получившаяся модель.

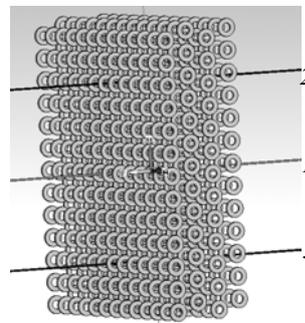


Рис. 2. Модель многослойной решетки из кольцевых проводников

Для определения показателя преломления такой структуры необходимо рассмотреть набег фазы при прохождении плоской волны через решетку из кольцевых проводников. На рис. 3, а приведена линеаризованная фаза волны на частоте 10 ГГц. Можно заметить, что как перед слоем, так и за ним наблюдается достаточно четкая картина увеличения фазы с увеличением расстояния, как это и должно быть. На рис. 3, б изображен увеличенный фрагмент рис. 3, а, помеченный кружком. Фазовый набег внутри структуры (см. рис. 3, б) имеет другой характер. Наблюдается отрицательный набег при прохождении многослойной решетки.

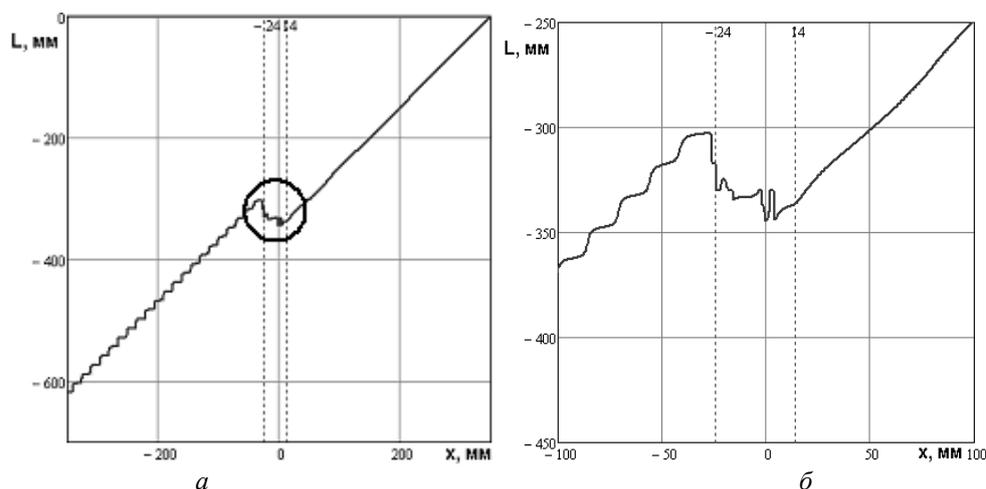


Рис. 3. Набег фазы плоской волны при прохождении решетки на частоте 10 ГГц

Рассмотрев полное поле, становится возможным вычислить эквивалентный показатель преломления многослойной решетки, зная фазовый набег. Для этого используем соотношение $n = \frac{\Delta L}{d}$, где L – электрическая длина; d – толщина слоя.

Получается, что вещественная часть эквивалентного показателя преломления решетки из четырех слоев колец, толщиной от одного края колец до другого $d = 38\text{ мм}$, равна $\text{Re}(n) = -0,47$.

Заключение. В работе проведено электродинамическое моделирование поляризуемости простейших проводников разомкнутого и замкнутого типов. Показано, что соответствующая им диэлектрическая проницаемость в определенном частотном диапазоне имеет отрицательную вещественную часть. С использованием математического пакета Microwave Studio проведено численное моделирование матричной системы из кольцевых проводников. Установлено, что эквивалентный коэффициент преломления многослойной решетки имеет отрицательную вещественную часть. Из полученных результатов следует вывод о том, что используя проводники замкнутого типа, можно создать метаматериал для радиодиапазона.

Литература

1. Walser Rodger. Metamaterials What are they and what are they good for? / Meeting of the American Physical Society. 2000. March. P. 20–24.
2. John B. Pendry, David R. Smith Reversing Light with Negative Refraction / Physics Today. 2004. Vol. 57, № 6. P. 37–43.
3. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ϵ и μ // Успехи физических наук. 1967. Т. 92, № 7. С. 517–526.
4. Якубов В.П.. Радиоволновая томография: достижения и перспективы / В.П. Якубов, С.Э. Шипилов, Д.Я. Суханов, А.В. Клоков. Томск: Изд-во НТЛ, 2014. 280 с.
5. Якубов В.П. Основы электродинамики излучения и его взаимодействие с веществом / В.П. Якубов, В.П. Беличенко, В.В. Фисанов. Томск: Изд-во НТЛ, 2010. 296 с.

ДИСКОВАЯ АНТЕННА С ШИРОКОУГОЛЬНЫМ МЕХАНОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ

А.В. Станковский, А.Д. Немцон, С.В. Поленга, Ю.П. Саломатов

Приводятся выражения для расчета положения диаграммы направленности (ДН) при прохождении плоской волны через линзовые системы, изменяющие фазовое распределение. Приводятся результаты моделирования и исследования дисковой сканирующей антенны линзового типа на основе квазиоптического принципа управления лучом. Представлены результаты моделирования и результаты экспериментальных исследований.

Ключевые слова: антенная система, линзовая антенна, сканирование.

В связи с активным развитием систем спутниковой связи возникает потребность в недорогих низкопрофильных антенных системах (АС). Наибольший интерес представляют АС, устанавливаемые на подвижные объекты для организации спутниковой связи и слежения за спутником. Существующие способы сканирования либо сложны при реализации, либо приводят к большим габаритам, поэтому была предложена сканирующая антенна линзового типа на основе квазиоптического принципа управления лучом.

Предположим, что антенна состоит из двух «бесконечно тонких» систем. Первая система создаёт амплитудно-фазовое распределение (АФР), формирующее максимум ДН в направлении (θ_1, φ_1) (рис. 1, *а*), а далее это распределение «просачивается» через вторую систему (рис. 1, *б*), которая «добавляет» следующее фазовое распределение:

$$\psi_2(r, \theta_2, \varphi_2, \varphi) = kr \sin \theta_2 \cos(\varphi_2 - \varphi). \quad (1)$$

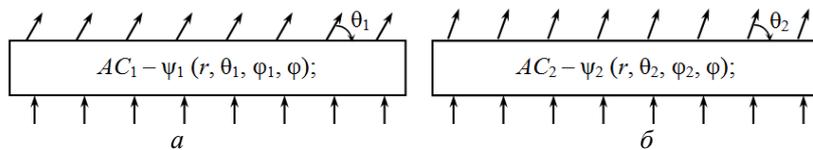


Рис. 1. Антенная система из двух «дисков»: *а* – АФР – ψ_1 ; *б* – АФР – ψ_2

Результирующее фазовое распределение будет иметь вид

$$\psi_{\Sigma}(r, \varphi) = kr \left[\sin \theta_1 \cos(\varphi_1 - \varphi) + \sin \theta_2 \cos(\varphi_2 - \varphi) \right]. \quad (2)$$

Раскрывая скобки в последнем выражении и группируя члены, получим

$$\psi_{\Sigma}(r, \varphi) = kr \left[(\sin \theta_1 \cos \varphi_1 + \sin \theta_2 \cos \varphi_2) \cos \varphi + (\sin \theta_1 \sin \varphi_1 + \sin \theta_2 \sin \varphi_2) \sin \varphi \right]. \quad (3)$$

Введём обозначения:

$$\sin \theta_{\Sigma} \cos \varphi_{\Sigma} = \sin \theta_1 \cos \varphi_1 + \sin \theta_2 \cos \varphi_2, \quad (4)$$

$$\sin \theta_{\Sigma} \sin \varphi_{\Sigma} = \sin \theta_1 \sin \varphi_1 + \sin \theta_2 \sin \varphi_2,$$

тогда выражение для $\psi_{\Sigma}(r, \varphi)$ можно записать в виде

$$\psi_{\Sigma}(r, \theta_{\Sigma}, \varphi_{\Sigma}, \varphi) = kr \sin \theta_{\Sigma} \cos(\varphi_{\Sigma} - \varphi). \quad (5)$$

Полученное выражение для $\psi_{\Sigma}(r, \varphi)$ позволяет записать следующее выражение для ДН «результатирующей» антенны:

$$f(\theta, \varphi) = \int_0^R I(r) r \int_0^{2\pi} e^{ikr \left[\sin \theta \cos(\varphi' - \varphi) - \sin \theta_{\Sigma} \cos(\varphi_{\Sigma} - \varphi') \right]} d\varphi' dr. \quad (6)$$

Из этого выражения видно, что система, состоящая из двух дисков, каждый из которых создаёт плоский фазовый фронт, в итоге эквивалентна антенне, также имеющей плоский фазовый фронт, формирующий ДН, имеющую максимум в направлении $\theta_\Sigma, \varphi_\Sigma$ (рис. 2).

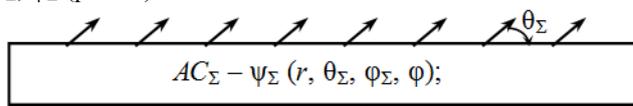


Рис. 2. «Результирующая» антенная система

Из выражения для $\sin \theta_\Sigma$ видно, что максимальный угол отклонения ДН получается при $\varphi_1 = \varphi_2$. При этом

$$\sin \theta_\Sigma = \sin \theta_1 + \sin \theta_2. \quad (7)$$

Положим $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$, тогда получим

$$\sin \theta_\Sigma = 2 \sin \theta_0; \quad (8)$$

$$\sin \theta_\Sigma = \sqrt{2} \sin \theta_0 \sqrt{1 + \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}. \quad (9)$$

В зависимости от разности φ_1 и φ_2 можно получить любое значение $\sin \theta_\Sigma$, лежащее в диапазоне $0 \leq \sin(\theta_\Sigma) \leq 2\sin(\theta_0)$.

Предположим, что диски вращаются в разные стороны, т.е.

$$\varphi_1 = \varphi_0, \varphi_2 = -\varphi_0, \varphi_\Sigma = 0^\circ. \quad (10)$$

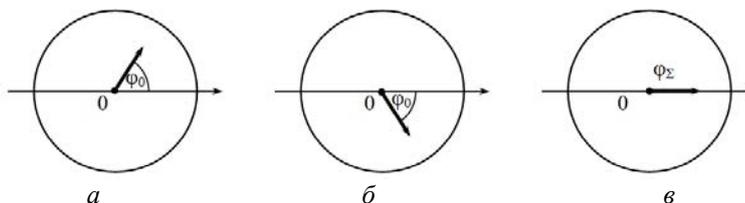


Рис. 3. Направление максимума ДН в азимутальной плоскости ($\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$):
а – первая система; б – вторая система; в – результирующая АС

При этих условиях получим

$$\sin \theta_\Sigma = 2 \sin \theta_0 \cos \varphi_0. \quad (11)$$

Откуда следует, что изменяя φ_0 , т.е., поворачивая диски в азимутальной плоскости, можно осуществить сканирование ДН всей антенной системы в угломестной плоскости. При этом в азимутальной плоскости максимум ДН будет направлен под углом $\varphi_\Sigma = 0^\circ$ (рис. 3).

Поскольку две системы вращаются вокруг одной оси, для формирования ДН важно только их взаимное положение, которое определяется одним углом φ_Δ :

$$\begin{aligned} \sin \theta_\Sigma &= \sqrt{2} \sin \theta_0 \sqrt{1 + \cos \varphi_\Delta}, \\ \cos \varphi_\Sigma &= \frac{\sqrt{1 + \cos \varphi_\Delta}}{2} = \cos\left(\frac{\varphi_\Delta}{2}\right), \\ \sin \theta_\Sigma &= 2 \sin \theta_0 \cos\left(\frac{\varphi_\Delta}{2}\right). \end{aligned} \quad (12)$$

Из последнего выражения видно, что, изменяя φ_Δ от «нуля» до 180° , можно изменять θ_Σ от нуля до максимального значения, равного $\arcsin(2\sin\theta_0)$.

Модель процесса сканирования в угломестной плоскости показана на рис. 4.

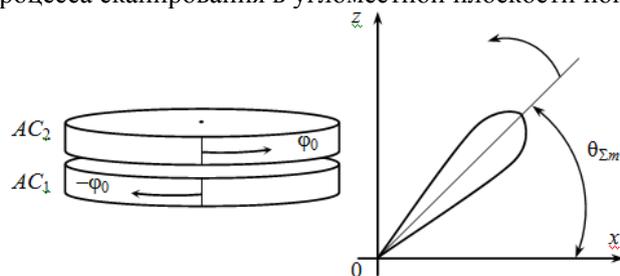


Рис. 4. Сканирование в угломестной плоскости, $\sin(\theta_{\Sigma\max}) = 2 \sin \theta_0$

Сканирующая механоэлектрическая система подобного типа должна состоять из двух систем «плоских» линзовых устройств [1]. В качестве диаграммообразующей схемы (ДОС) может быть использована любая антенна с синфазным распределением. Над этой антенной необходимо расположить две линзовые структуры, обеспечивающие наклон фазового фронта. Взаимный синхронный поворот таких структур в противоположные стороны обеспечит сканирование луча ДН в угломестной плоскости. Сканирование по азимуту при этом может осуществляться совместным поворотом антенны и линз вокруг общей оси.

Линзовые структуры могут быть выполнены из обычного диэлектрика, возможно с зонированием для уменьшения толщины [1, 2]. Также может быть использован плоский слой неоднородного диэлектрика с «перфорацией» для создания неоднородного диэлектрического заполнения. Линзовая структура может быть выполнена ступенчатой (из однородного или неоднородного диэлектрика). Могут быть использованы согласующие слои также из перфорированного диэлектрика.

На рис. 5 представлена модель разработанной антенной системы для работы в Ки-диапазоне (10,7–12,7 ГГц).

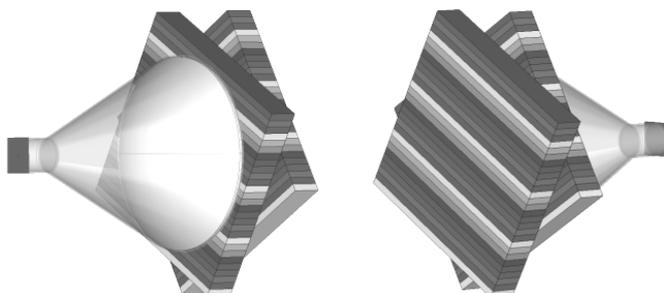


Рис. 5. Модель антенной системы с широкоугольным сканированием

В роли ДОС выступает конический рупор с диэлектрической линзой. Такой рупор в раскрытии имеет синфазное спадающее распределение. Плоские линзовые структуры располагаются вплотную друг к другу. Они реализованы из пластин идентичных размеров $190 \times 22,5 \times 6,5$ мм с различными диэлектрическими проницаемостями (ϵ). Максимальное значение ϵ составило 4. Отклонение максимума ДН на частоте $F = 11,7$ ГГц составило $\theta = 27,5^\circ$.

На основе данной модели был построен макет антенной системы. Фотографии диэлектрических слоёв и отклоняющей структуры в собранном виде представлены на рис. 6.

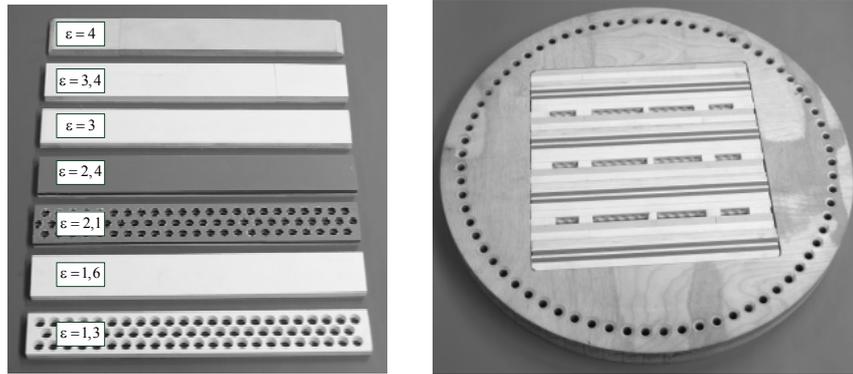


Рис. 6. Отклоняющая структура: слои диэлектриков (слева), собранная структура (справа)

Расчёт характеристик производился в среде CST Microwave Studio, а измерения производились в безэховой камере. Измеренные и расчётные ДН АС на частоте $F = 11,7$ ГГц представлены на рис. 7, а, б.

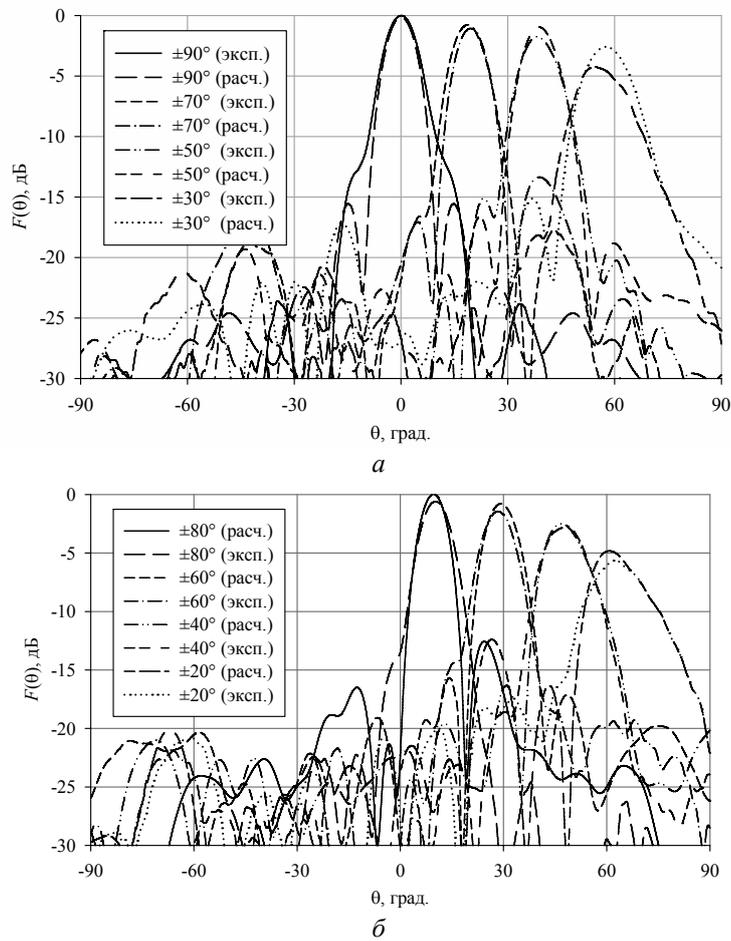


Рис. 7. Рассчитанные и экспериментальные ДН для некоторых угловых смещений дисков

Наблюдается хорошее совпадение рассчитанных и измеренных ДН. Уровень боковых лепестков ДН макета оказался ниже расчетного, что связано с неучтёнными потерями в материалах при расчёте.

Заключение. Принцип сканирования и макет могут стать основой для создания низкопрофильных АС для организации спутниковой связи на подвижных объектах. В средней полосе России основная часть геостационарных связных спутников располагается в диапазоне углов $15\text{--}25^\circ$ относительно горизонта. В таком случае, при условии установки антенны под углом 45° , максимальный угол сканирования по углу места не превысит 30° , а изменение коэффициента усиления – 2 дБ в секторе сканирования.

Основным преимуществом представленной конструкции являются простота и дешевизна реализации широкоугольного сканирования. Сканирование в полусфере может быть осуществлено с использованием трёх сервоприводов. Возможно использование низкопрофильных микрополосковых антенных решёток в роли ДОС для уменьшения профиля АС.

Литература

1. Khan M.R. A beam steering technique using dielectric wedges // Department of Electronic and Electrical Engineering University College London, December 1985. 206 p.
2. Griffiths H.D., Khan M.R. Antenna beam steering technique using dielectric wedges // IEE PROCEEDINGS. Vol. 136, Pt. U, № 2. April 1989. P. 126–131.

УДК 681.3.069

ПРОГРАММНЫЕ СРЕДСТВА ДЛЯ РАСЧЕТА ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОТРЕЗКА МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ

С.М. Стручков

Предложена реализация алгоритмов вычисления параметров и частотных характеристик микрополосковых линий передач, предназначенная для упрощения моделирования распределенных компонентов интегральных схем СВЧ.

Ключевые слова: микрополосковые линии передач, метод Грина, метод конформных отображений, преобразования Кристоффеля–Шварца.

При проектировании устройств СВЧ часто возникает проблема расчета конкретных характеристик. Одним из основных элементов таких устройств являются микрополосковые структуры (МПС). На данный момент широкое распространение приобрели численные методы ввиду стремительного развития современных технологий, что позволяет без особых проблем обрабатывать колоссальные объемы информации и, как следствие, МПС различных типов. Однако они уступают аналитическим методам по количеству итераций в решении. Оба метода имеют свои плюсы и минусы; точность первого и быстроту второго можно объединить для получения оптимального результата.

В рамках работы над использованием и совершенствованием методов моделирования двумерного квазистатического поля поперечного сечения распределенных структур был разработан ряд программных продуктов, которые используют различные методы расчета.

MCLDesigner. На базе метода Грина, который реализован на языке Фортран в виде программы для расчета связанных отрезков многопроводных линий (СМЛ) с конечным числом проводников [1], был разработан программный комплекс в виде динамически подключаемой библиотеки (англ. dynamic-link library, DLL), подключенной к графическому интерфейсу программы MCLDesigner [2] на языке C#.

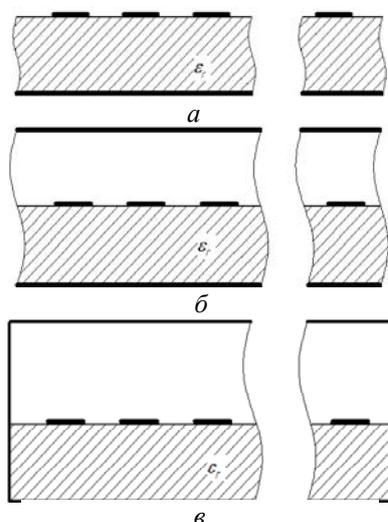


Рис. 1. Поперечные сечения СМЛ

На рис. 1 представлены поперечные сечения трех типов линий, которые можно рассчитать при помощи данного продукта. Алгоритм метода Грина можно условно разбить на три этапа:

1. Вычисление матрицы емкостных коэффициентов $[C]$. Задача решается в статическом приближении методом интегральных уравнений без учета потерь.
2. Определяются собственные значения β_k и матрица собственных векторов $[R]$ [3].
3. Определяется S -матрица.

Программы имеют два режима работы:

Вычисление S -параметров для указанных выше типов СМЛ на указанном интервале частот в гигагерцах. На вход подаются геометрические параметры отрезка СМЛ и количество полосок (Рис. 2). На выходе получаем файл формата Touchstone и набор графиков для каждого параметра S как для мнимой, там и для вещественной части параметра (Рис. 3).

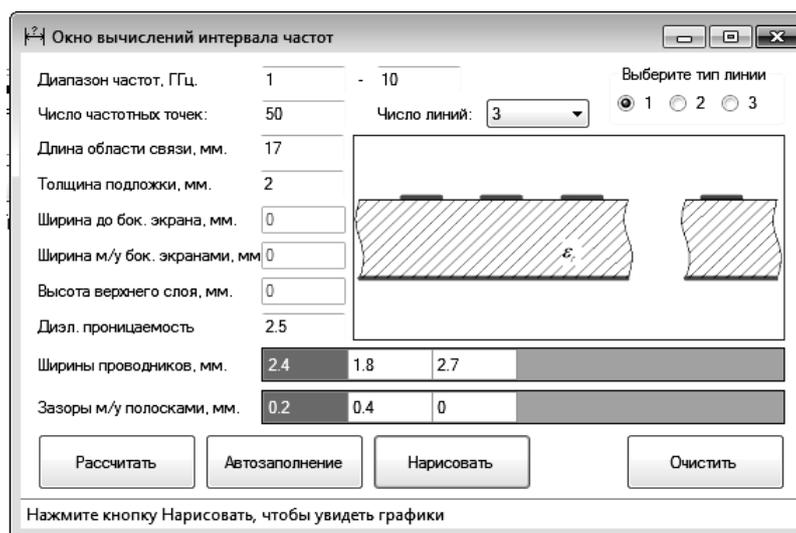


Рис. 2. Первый режим работы программы MCLDesigner

Второй режим работы программы позволяет при задании матрицы емкостей в воздухе и в диэлектрике получить матрицы модулей S -параметров на заданном интервале частот с последующим отображением полученных данных на графике (Рис. 4).

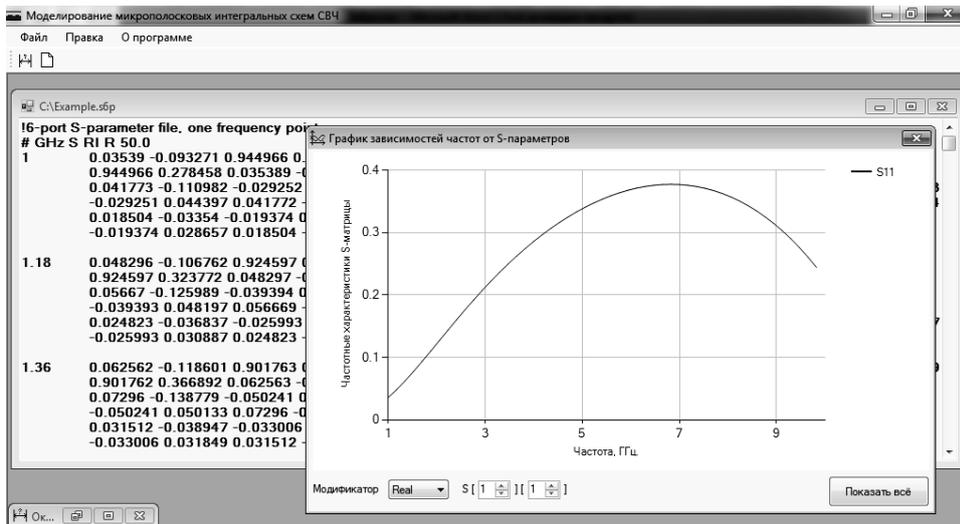


Рис. 3. Результаты расчетов программы MCLDesigner в первом режиме

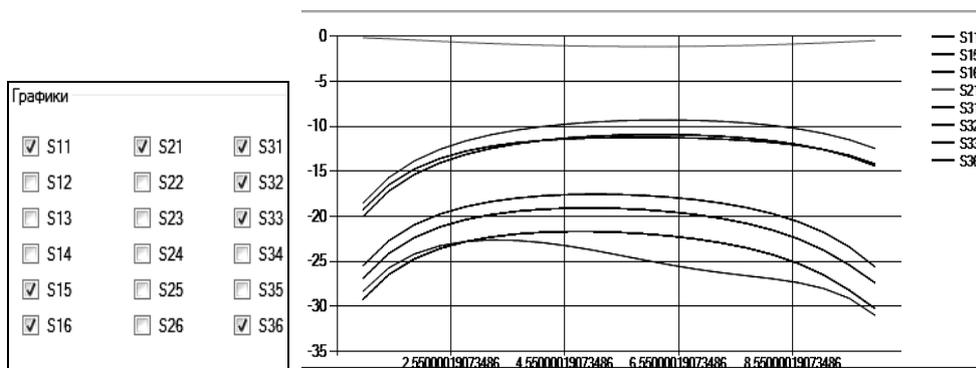


Рис. 4. Результаты расчетов программы MCLDesigner во втором режиме

SCDesigner. Помимо MCLDesigner, был разработан программный комплекс SCDesigner. Данный продукт предназначен для вычислений при помощи преобразования Кристоффеля–Шварца (КШ) – конформного отображения, отображающего внутреннюю часть единичного круга в комплексной плоскости во внутреннюю часть многоугольника с вершинами $W(k)$, $k = 1, \dots, N$. С практической точки зрения получается преобразование формы МПС в каноническую при помощи конформных отображений.

На Рис. 5 представлен пример работы программы, которая вычисляет отображение КШ в простом случае, в котором оно уже известно аналитически. Результаты для прямого и обратного отображения затем сравниваются с точными значениями. Это пример многоугольника с вершиной в бесконечности.

Также в качестве тестового примера был выбран расчет сопротивления (конформный модуль) Г-образного шестиугольника в предположении того, что прикладывается разность напряжений между верхним и нижним электродами. Точный ответ – это $\text{SQRT}(3) = 1,7320508$.

В результате выполнения программы получили набор итераций:

$$R = 1,732014775 \text{ ERREST} = .145\text{e-}02;$$

$$R = 1.732097626 \text{ ERREST} = .457\text{e-}03;$$

$$R = 1.732051611 \text{ ERREST} = .176\text{e-}04,$$

где R – сопротивление (конформный модуль); ERREST – точность решения на текущей итерации.

Z		W		WEX/ZEX		Err
Re	Im	Re	Im	Re	Im	Err
-0.3	0.21	0.1964	1.0954	0.1964	1.0954	6.20289915312851E-09
0	0.27	0	1.1534	0	1.1534	3.26317755277476E-09
0.3	0.33	-0.1327	1.0484	-0.1327	1.0484	4.37359557154087E-09
0.6	0.39	-0.1256	0.8871	-0.1256	0.8871	6.46970207297676E-09
0.3832	-0.2946	-1	1.4142	0.3832	-0.2946	1.28946944005923E-08
0	-0.1716	0	1.7321	0	-0.1716	4.16764394093562E-09
-0.2452	-0.3828	1	2	-0.2452	-0.3828	1.16916644896627E-08
-0.2984	-0.5605	2	2.2361	-0.2984	-0.5605	1.68429603097015E-08
-0.2957	-0.6786	3	2.4495	-0.2957	-0.6786	2.03457308831348E-08
-0.2763	-0.7574	4	2.6458	-0.2763	-0.7574	2.30072828323629E-08

Рис. 5. Примеры расчетов в SCDesigner

Заключение. В итоге получили пакет программных средств для расчета и моделирования различных СВЧ-устройств на базе микрополосковых структур, позволяющий отображать результаты решений в виде графиков и файлов формата Touchstone для последующей обработки в других системах. Доступный интерфейс позволяет свети к минимуму проблемы ввода входных данных и получить наиболее полное и развернутое решение для разработки широкого класса СВЧ-элементов: фильтров, направленных ответвителей, фазовращателей и пр.

Литература

1. Бахарев С.И. Справочник по расчетам и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ. М.: Радио и связь, 1982. 328 с.
2. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2014616898 РФ, МПК Н 03 D 7/18. Программа автоматизированного вычисления частотных характеристик отрезка полосковых линий передачи различных типов MCLDesigner / С.М. Стручков, А.Н. Сычев (РФ). № 2014613583/69; заявл. 17.04.14; опубл. 08.08.14.

УДК 681.3.069

ЧИСЛЕННЫЕ КОНФОРМНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ В ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ ЭКРАНЕ

А.Н. Сычев

Предложена новая модель полосковых связанных линий с лицевой связью в цилиндрическом экране на основе численных конформных преобразований. Предусмотрена визуализация электрического поля посредством генерации карты силовых и эквипотенциальных линий. Модель реализована в системе MATLAB с использованием SC-Toolbox и отличается высокой численной эффективностью и достаточной для практики точностью.

Ключевые слова: полосковые линии с лицевой связью, численные конформные преобразования, интеграл Кристоффеля–Шварца.

Связанные полосковые линии передачи находят широкое применение как в аналоговых СВЧ-устройствах в качестве элементов фильтров, направленных ответвителей, фазовращателей и т.п., так и в цифровых интегральных схемах в качестве межсоединителей [1]. С учетом того, что постоянно увеличивается номенклатура вариантов конструкции линий, актуальность их моделирования представляется несомненной. Одним из наиболее важных типов связанных линий являются полосковые линии с сильной лицевой связью [1], моделированию которых и посвящена данная работа.

Конструкция полосковых линий с лицевой связью (ПЛЛС) на подвешенной подложке уже известна и ранее анализировалась, например в [2], однако там они помещались в прямоугольный экран, а в нашем случае экран представляет собой круглый цилиндр (рис. 1). Кроме того, здесь для анализа таких линий будут впервые применены численные конформные преобразования (ЧКП) Кристоффеля–Шварца [3].

Построение модели. При построении модели ПЛЛС реализуется процедура анализа [4], состоящая из следующих шагов:

1. В поперечном сечении вводится вертикальная плоскость симметрии (магнитная стенка), разбивающая ПЛЛС на левую и правую половины. Далее вводится горизонтальная плоскость симметрии, позволяющая разбить каждую половину структуры ещё на две – верхнюю и нижнюю – четверти структуры, каждая из которых может находиться в режимах возбуждения – чётном и нечётном. При этом в горизонтальной плоскости устанавливается либо магнитная, либо электрическая стенки соответственно.

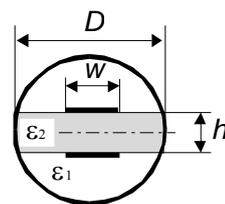


Рис. 1. Поперечное сечение ПЛЛС в цилиндрическом экране

2. Полученные односвязные четвертьструктуры с использованием интеграла Кристоффеля–Шварца конформно отображаются на прямоугольные области плоского конденсатора при чётном и нечётном возбуждениях. В этих прямоугольных областях строятся образы линий раздела диэлектриков, соответствующие поверхностям подложек в исходной структуре (рис. 2).

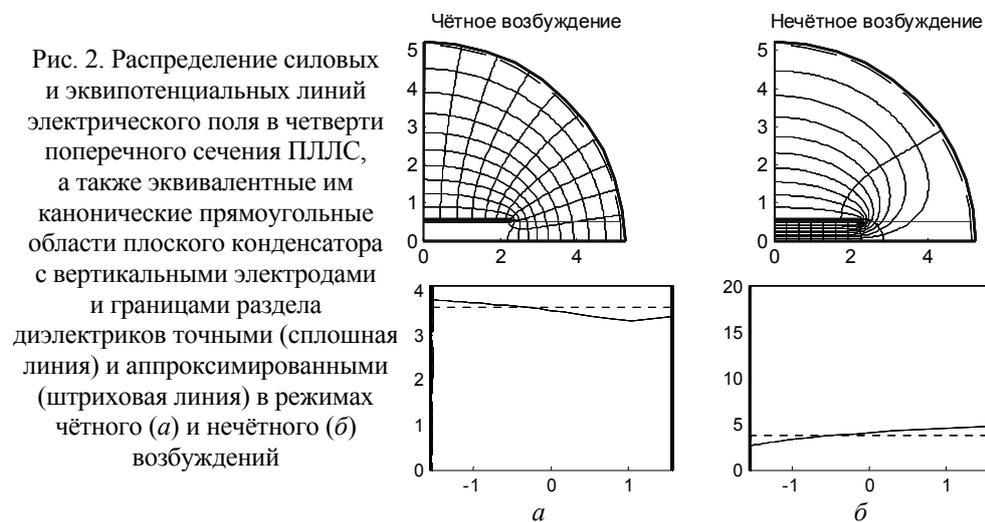


Рис. 2. Распределение силовых и эквипотенциальных линий электрического поля в четверти поперечного сечения ПЛЛС, а также эквивалентные им канонические прямоугольные области плоского конденсатора с вертикальными электродами и границами раздела диэлектриков точными (сплошная линия) и аппроксимированными (штриховая линия) в режимах чётного (а) и нечётного (б) возбуждений

При обратном конформном отображении – с финального прямоугольного конденсатора на исходную однородную область – генерация сетки силовых и эквипотенциальных линий в прямоугольной области позволяет рассчитать карту поля в исходной области (см. рис. 2).

3. В итоге в финальных прямоугольных областях плоского конденсатора с учётом режима возбуждения и неоднородности диэлектрического заполнения вычисляются соответствующие модальные ёмкости при наличии C_{0o} и C_{0e} и отсутствии $C_{0o}(1)$ и $C_{0e}(1)$ диэлектрика, которые полностью характеризуют структуру [5].

Модель реализована в системе MATLAB с использованием SC-Toolbox [3].

Численный пример. Результаты моделирования. Для тестирования была взята конструкция ПЛЛС со следующими параметрами поперечного сечения (см. рис. 1): внутренний диаметр экрана $D = 10,5$ мм; ширина полосковых линий $w = 4,6$ мм; толщина линий $t = 0,05$ мм; толщина подложки $h = 1$ мм; диэлектрическая проницаемость среды (воздуха) $\epsilon_1 = 1$; диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_2 = 2,8$; количество углов, аппроксимирующих цилиндрический экран (четверть окружности), $N = 10$. Продольная длина отрезка линий $l = 18$ мм.

В результате компьютерных вычислений по программе, реализующих представленную модель, были получены следующие численные результаты: согласованное волновое сопротивление $Z_0 = 49,7$ Ом; коэффициент связи $k = 2,5$ дБ; эффективные диэлектрические проницаемости при чётном и нечётном возбуждениях, соответственно $\epsilon_{reff_e} = 1,21$; $\epsilon_{reff_o} = 2,46$.

Для отрезка связанных линий заданного сечения были также вычислены S -параметры (параметры рассеяния) в диапазоне частот 0–8 ГГц, показанные на рис. 3. Верхние графики показывают частотные зависимости модулей (АЧХ), а нижние – фаз (ФЧХ) комплексных S -параметров. Представленные частотные зависимости полностью характеризуют моделируемые связанные линии (см. рис. 1).

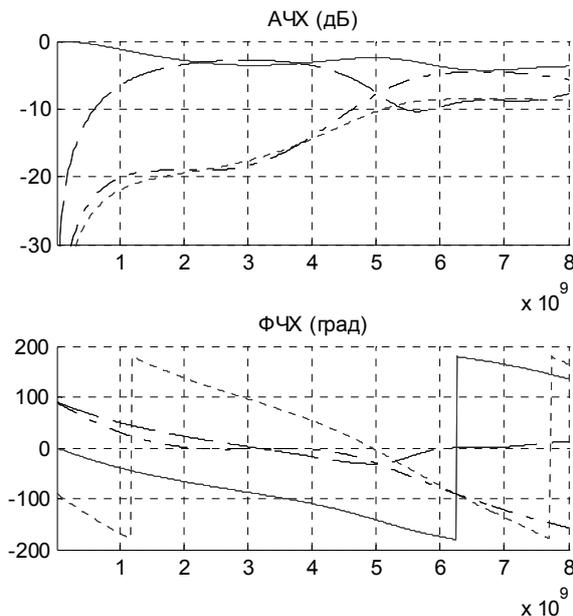


Рис. 3. Частотные зависимости параметров рассеяния отрезка связанных линий (частота – ГГц)

Заключение. Таким образом, в представленном исследовании была предложена новая модель полосковых связанных линий с лицевой связью в цилиндрическом экране на основе численных конформных преобразований. Предусмотрена визуализация электрического поля посредством генерации карты силовых и эквипотенциальных линий.

Модель реализована в системе MATLAB с использованием SC-Toolbox и отличается высокой численной эффективностью и достаточной для практики точностью.

Литература

1. Сычев А.Н., Стручков С.М. Искажения импульсных сигналов в высокоскоростных многопроводных межсоединениях цифровых микроэлектронных устройств // Доклады ТУСУРа. 2011. № 2 (24), ч. 3. С.77–84.
2. Wadell В.С. Transmission line design handbook. Norwood: Artech House Inc, 1991. 513 p.
3. Driscoll T.A., Trefethen L.N. Schwarz–Christoffel mapping. Cambridge, Cambridge Univ. Press, 2002. 132 p.
4. Sychev A.N., Chekalin M.A., Shestakov V.A., Struchkov S.M. Modeling of the coupled microstrip lines with using numerical conformal transformations // European Microwave Week 2013.–Proc. of the 43rd Eur. Microwave Conf., 7–10 Oct. 2013. Nuremberg, Germany. P. 1107–1110.
5. Сычев А.Н., Стручков С.М. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью // Доклады ТУСУРа. 2014. № 1 (31). С. 39–50.

УДК 621.372.413

ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ БЛИЖНЕПОЛЕВОГО ЗОНДА НА ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

Г.Г. Гошин, А.А. Трубочев

Приведено описание принципа работы ближнеполевого микроскопа, представлены результаты моделирования и исследования характеристик зонда коаксиального типа с открытым концом, показана возможность измерения параметров материалов в различных частотных диапазонах с использованием одного зонда. Также рассмотрено влияние длины возбуждающих штырей на резонансные кривые зонда.

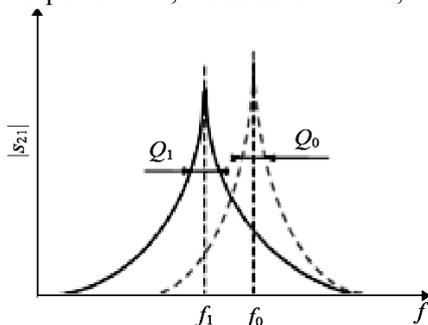
Ключевые слова: ближнеполевой микроскоп, зонд, диэлектрическая проницаемость.

При конструировании устройств твердотельной, микро- и наноэлектроники важно контролировать наличие дефектов в материалах, используемых при создании устройств, и локализацию этих дефектов с возможно более высокой точностью и в короткое время. Такие возможности открываются, в частности, при использовании ближнеполевой СВЧ-микроскопии. Многие традиционно используемые СВЧ-методы измерения параметров материалов и структур позволяют получить результат измерений, усреднённый по размеру, сравнимому с длиной волны излучения. Пространственное разрешение при контроле изменения свойств материалов с использованием подобных методов ограничивается несколькими миллиметрами. Следствием такого усреднения было то, что на ре-

зультат измерений могла существенно повлиять флуктуация параметров в сравнительно малой части исследуемого объекта, а при изменении параметров одного из слоёв сложных структур могли влиять параметры других слоёв. От такого рода ограничений свободны измерители (микроскопы), основанные на свойствах ближнего поля [1].

Ближнеполевая диагностика – эффективный способ исследования объектов и сред различной физической природы. Её главным достоинством является высокая разрешающая способность, обычно превышающая волновой предел. Важный элемент ближнеполевого локатора – зонд, представляющий собой антенну малых электрических размеров. Размер такой антенны $D \ll \lambda$, где λ – рабочая длина волны. Именно размер D и определяет разрешающую способность локатора, величина которой в устройствах СВЧ-диапазона доведена в настоящее время до 1 мкм и менее, при этом $D/\lambda \sim 10^{-4} \dots 10^{-6}$. Такие приборы принято называть ближнеполевыми микроскопами (БПМ) [2].

В общем случае принцип работы ближнеполевого измерителя поясняет рис. 1. Он заключается в изменении параметров зонда, при внесении образца в поле, создаваемое его апертурой. При отсутствии образца (пунктирная кривая на рис. 1) зонд «нагружен» на воздух с диэлектрической проницаемостью ϵ , близкой к 1, и имеет собственную резонансную частоту f_0 и добротность Q_0 . При внесении материала с ϵ , отличной от 1, происходит смещение резонансной частоты f_1



(сплошная кривая на рис. 1) и добротности Q_1 зонда. По этому смещению $\Delta f = f_0 - f_1$ и $\Delta Q = Q_0 - Q_1$ и возможно определить параметры исследуемого материала: Δf пропорциональна ϵ , а ΔQ – тангенсу угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$.

Рис. 1. Зависимость модуля коэффициента прохождения зонда от частоты

На рис. 2 представлена структурная схема ближнеполевого микроскопа. Он состоит из перестраиваемого генератора, который выдаёт тестовый сигнал требуемой частоты в определённый момент времени, синхронизированный с детектором. На первом этапе генератор подключается непосредственно к детектору для калибровки уровня мощности и исключения частотной неравномерности их характеристик. Калибровочные данные записываются при помощи специализированного ПО и хранятся в файле на компьютере. Далее измерительный зонд включается между генератором (вход 1) и детектором (вход 2), и в итоге мы наблюдаем собственную резонансную кривую зонда в исследуемом диапазоне частот. X-, Y-, Z-манипулятор предназначен для микроперемещений исследуемого образца, при этом сам зонд остаётся неподвижным. Это позволяет уменьшить нагрузку на подводящие СВЧ-кабели и разъёмы. Для тонкой настройки связи между зондом и образцом и исключения шероховатостей поверхности образца проводится подбор оптимального расстояния от зонда, до образца по высоте [3]. При появлении образца, как говорилось ранее, происходит сдвиг резонансной кривой зонда. Образец перемещается относительно зонда и в каждой точке проводится измерение модуля коэффициента прохождения ($|S_{21}|$) зонда в заданном диапазоне частот. В итоге после окончания сканирования получается массив

данных характеристик $|s_{21}|$ в каждой точке (пикселе), который после обработки преобразуется в двумерную карту ϵ и $\text{tg}\delta$.

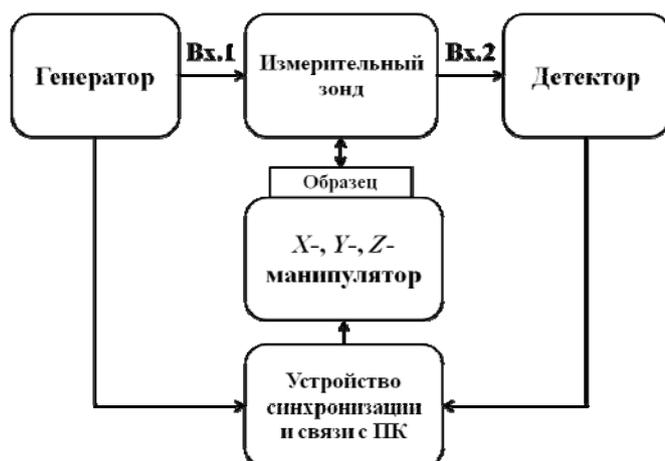


Рис. 2. Структурная схема ближнеполевого микроскопа

На рис. 3, *а* показана экспериментальная модель зонда, который представляет собой коаксиальный резонатор, открытый с одной стороны и заканчивающийся тонким остриём в виде иглы. Диаметр пятна засветки и соответственно пространственное разрешение микроскопа зависят от диаметра иглы зонда [1–5]. Этот эффект можно наблюдать на рис. 4, *б*, где показано распределение поля на пластине образца. Как можно заметить, при рабочей длине волны в 8 см и диаметре иглы зонда 10 мкм имеем пятно засветки максимальной мощности с диаметром примерно 20 мкм.

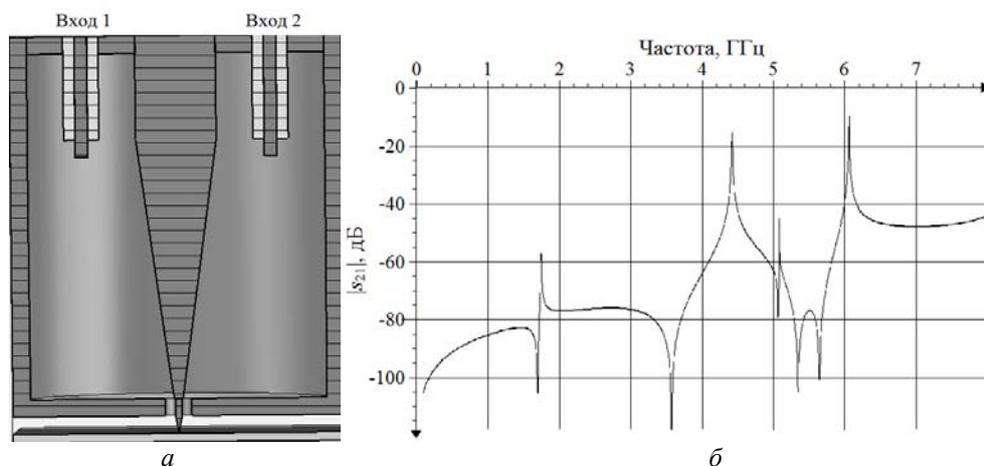


Рис. 3. Модель зонда в разрезе – *а*; характеристика модуля коэффициента прохождения из порта 1 в порт 2 зонда – *б*

Из рис. 3, *б* видно, что модель имеет несколько резонансных частот, что позволяет проводить измерение параметров материала в нескольких частотных диапазонах одновременно с использованием одного и того же зонда.

Одной из проблем при разработке и исследовании зондов исследуемого типа является отделение собственного резонанса резонатора и паразитных резонансов подводящих (возбуждающих) линий [4]. На рис. 5 представлены распределения полей E и H собственного четвертьволнового резонанса, что доказывают направления линий поля.

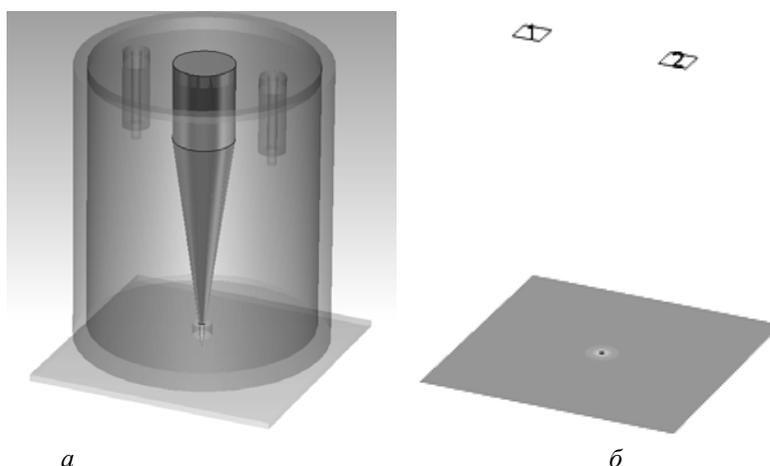


Рис. 4. Трёхмерная модель зонда – *а*; распределение поля на пластине в виде пятна – *б*

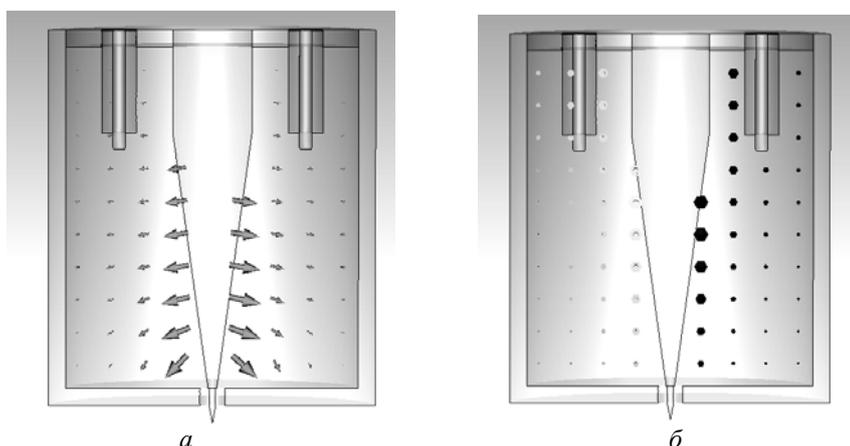


Рис. 5. Распределение напряжённостей поля первой резонансной моды (глубина резонатора равна $\lambda/4$): *а* – E -компонента; *б* – H -компонента

Для исключения паразитных резонансов, которые не несут информационной составляющей при нахождении рабочих мод резонатора, было предпринято исследование зависимостей $|s_{21}|$ от изменения длины l штырей связи. При этом должна измениться частота паразитного, но не собственного резонанса. На рис. 6 представлена совокупность зависимостей частот резонансных мод при изменении длины штырей. Как видно из рисунка, резонансные частоты мод с номерами 1, 5–8 не меняются. Моды с номерами 1, 5, 8 соответствуют четвертьволновым резонансам ($n\lambda/4$, при $n = 1, 3, 5$) для T -волны.

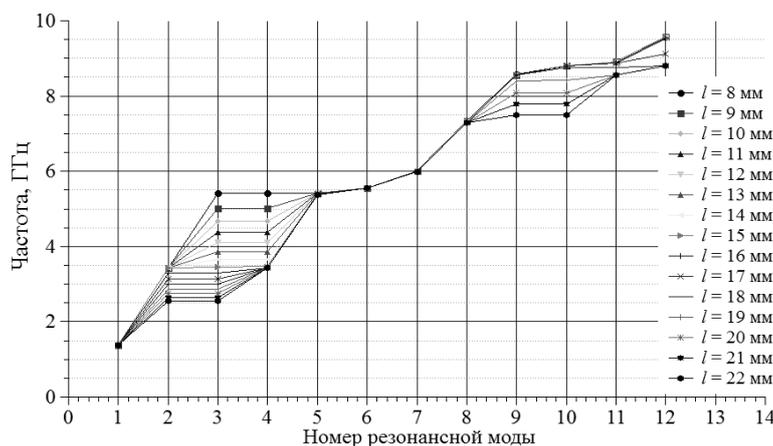


Рис. 6. Зависимости резонансных частот различных мод при изменении длины l стержней связи

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по контракту № 02.G25.31.0091.

Литература

1. Усанов Д.А. Ближнеполевая СВЧ-микроскопия и области ее применения // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2007. Т. 10, № 3. С. 80–84.
2. Галин М.А., Резник А.Н. Ближнеполевая сверхвысокочастотная локация объекта сферической формы // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 3. С. 275–285.
3. Гордиенко Ю.Е. Влияние зазора зонд – образец в сканирующей микроволновой микроскопии / Ю.Е. Гордиенко, С.Ю. Ларкин, М.С.Е. Чхотуа // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо`2012): матер. 22-й Междунар. Крымской конф. Севастополь: Вебер, 2012. С. 623–624.
4. Barker D.J. Evaluation of Microwave Microscopy for Dielectric Characterisation : Thesis for PhD Dissertation – Birmingham, 2010. 134 с.
5. Трубачев А.А., Юрченко В.И. КВЧ-микроскоп для биомедицинских исследований // Доклады ТУСУРа. 2011. № 2 (24). С. 232–235.

УДК 621.3.091.1

АСПЕКТЫ ПРИМЕНЕНИЯ АНТЕНН С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ В ЗАДАЧЕ ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

А.В. Убайчин

Описан способ увеличения чувствительности радиометров, использующих метод дифференциальных измерений, за счет упрощения конструкции входной СВЧ-части на примере модифицированного нулевого радиометра. Показана эффективность способа для реализации радиометрической системы бортового базирования. Проведен анализ предложенной структурной схемы устройства, рассмотрен алгоритм ее работы и управления.

Ключевые слова: нулевой радиометр, метод дифференциальных измерений, микроволновая радиометрия, пассивные СВЧ-устройства.

Радиометрические исследования являются одним из важнейших способов получения информации о состоянии окружающей среды из космоса [1, 2]. Неук-

лонный рост потребности к повышению качества данных, полученных радиометрическими методами, обуславливает все большие требования к техническим свойствам радиометров, таким как чувствительность, динамика измерений, абсолютная точность, надежность и массогабаритные параметры. Улучшение перечисленных характеристик свойственно процессу совершенствования широкого класса радиоизмерительной аппаратуры, однако в радиометрах, в силу специфики исследуемых радиотепловых сигналов и схемотехнического исполнения, повышение качества аппаратуры достигается лишь при совместном улучшении группы параметров.

Активно разрабатываются и применяются новые системные решения в создании перспективных средств радиометрической аппаратуры, позволяющие вывести основные технические характеристики радиометров на новый уровень [3, 4]. Несмотря на множество схемотехнических исполнений различных типов радиометров [5], дифференциальный метод измерений (частный случай – нулевой метод) обуславливает наличие отдельных функциональных блоков, ограничивающих предельные технические характеристики радиометров. Примером функционального блока, ухудшающего потенциальные технические характеристики, является СВЧ-переключатель, устанавливаемый на входе приемника. Ослабление сигнала на входе радиометра приводит к увеличению шумовой температуры приемника, что сказывается на ухудшении флуктуационной чувствительности. Последние модели выпускаемых промышленностью СВЧ-переключателей для *S*-диапазона обладают уровнем собственных потерь 1...2,5 дБ. Реализация СВЧ-переключателей на более высоких частотах (30...300 ГГц) с приемлемым уровнем ослабления затруднительна [6].

В работе приводится способ повышения чувствительности в модифицированных нулевых радиометрах с комбинированной импульсной модуляцией за счет реализации метода нулевых измерений без использования СВЧ-переключателя.

При создании радиометров бортового базирования на основе классических схемотехнических исполнений [7,8] разработчикам приходится решать многокритериальную противоречивую задачу создания прибора, обладающего приемлемой долговременной стабильностью или высокой чувствительностью, динамикой, надежностью, низкими массогабаритными параметрами.

Например, в составе спутника «Метеор-3» использован компенсационный радиометр с долговременной стабильностью 25 с [9]. Реализованная в данном техническом решении долговременная стабильность не позволяет проводить непрерывные измерения с длительностью более 25 с, что сказывается на эффективности использования спутниковой аппаратуры. Процесс калибровки обуславливает наличие дополнительных технических средств в модуле полезной нагрузки спутника, что негативно влияет на массогабаритные параметры и надежность.

По сравнению с классическими схемами эффективным решением данной проблемы является применение радиометра, описанного в [3, 10]. Данный тип радиометров уступает компенсационному радиометру по сложности исполнения входной СВЧ-части – изменение шумовой температуры антенны модифицированными нулевыми радиометрами реализуется при помощи СВЧ-переключателей, направленных ответвителей, генераторов СВЧ-шума. Усложнение входной части компенсируется значительным улучшением чувствительности [11].

При реализации модифицированного метода приема [11] использование СВЧ-переключателя можно избежать в случае применения пространственно разнесенных опорных источников шумового сигнала. Для реализации этого подхода

требуется изменение пространственной ориентации диаграммы направленности антенны, что осуществляется, например, её механической перестройкой, как это показано на рис. 1.

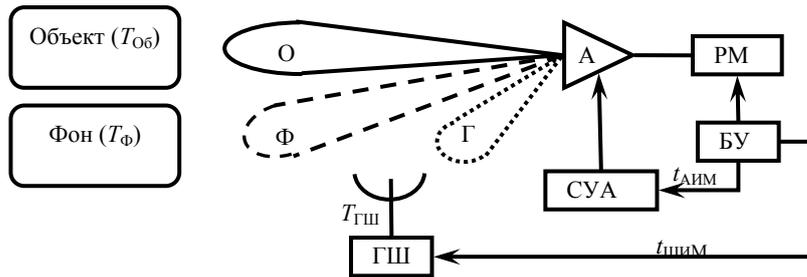


Рис. 1. Изменение пространственной ориентации приемной антенны

На рис. 1: антенна (А) с изменяемой диаграммой направленности (главный лепесток имеет положения «О» и «Ф», боковой лепесток с пространственным положением «Г»); радиометр на основе модификации нулевого метода измерений (РМ), блок управления (БУ); система управления антенной (СУА); генератор шума (ГШ).

Управление работой системы производится по сигналам амплитудной и широтно-импульсной модуляции (рис. 2).

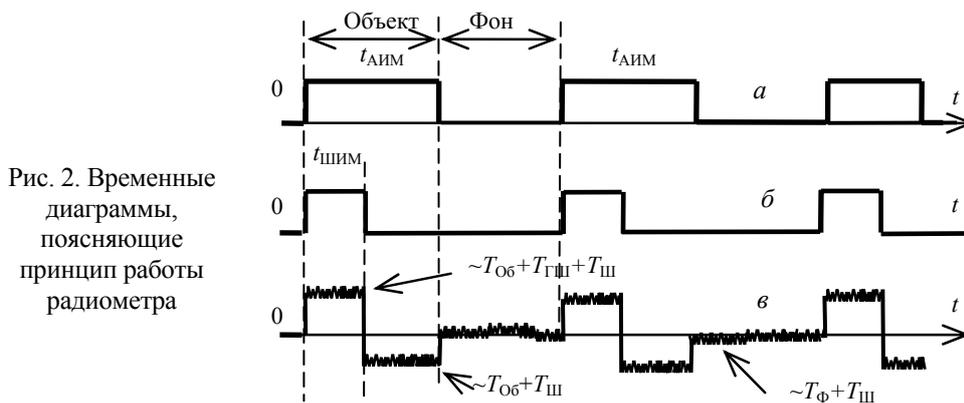


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы радиометра

На рис. 2: $T_{Ш}$ – шумовая температура приемника радиометра; $T_{Об}$ – шумовая температура объекта; $T_{ГШ}$ – сигнал генератора шума; $T_{Ф}$ – шумовая температура фонового излучения. Во время логической единицы сигнала $t_{АИМ}$ (рис. 2, диаграмма а) антенна направлена на объект (см. рис. 1, положение «О» главного лепестка диаграммы направленности антенны). Во время логической единицы сигнала $t_{ШИМ}$ (см. рис. 2, диаграмма б) включается генератор шума и на вход радиометра поступает сигнал, пропорциональный $\sim T_{Об} + T_{ГШ} + T_{Ш}$. В моменты времени логической единицы сигнала $t_{АИМ}$ и логического нуля сигнала $t_{ШИМ}$ на вход радиометра поступает сигнал $T_{Об} + T_{Ш}$. Во время логического нуля сигналов $t_{АИМ}$ и $t_{ШИМ}$ антенна направлена в область фонового излучения (см. рис. 1, положение «Ф» главного лепестка антенны), тогда на вход радиометра поступает сигнал, пропорциональный $\sim T_{Ф} + T_{Ш}$.

Анализ временных диаграмм, представленных на рис. 2, показывает, что модификация нулевого метода измерений [11] реализуется без применения СВЧ-переключателя с представленным алгоритмом модуляции при выполнении условия $T_{\Phi} > T_{Об}$.

Эффективность использования данного способа реализации модификации нулевого метода измерений иллюстрируется на примере расчета понижения шумовой температуры приемника в отсутствие СВЧ-переключателя.

Состав приемной части радиометрической системы представлен на рис. 3.

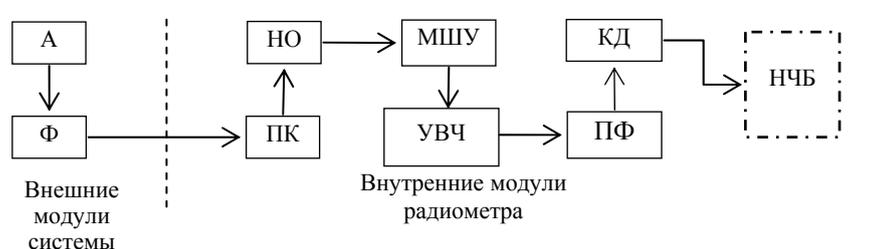


Рис. 3. Структура нулевого модифицированного радиометра

Приемная часть состоит из антенны (А), фидера (Ф), СВЧ-переключателя (ПК), направленного ответвителя (НО), малошумящего усилителя (МШУ), усилителя высоких частот (УВЧ), полосового фильтра (ПФ), квадратичного детектора (КД), низкочастотного блока обработки сигналов (НЧБ).

Рассчитаем приведенную ко входу приемника эффективную температуру $T_{ш}$ собственных шумов. Согласно [12] шумы усилительной части приемника $T_{ш,пр}$ рассчитываются по формуле

$$T_{ш,пр} = T_{ш,МШУ} + \frac{T_{ш,УВЧ}}{G_{МШУ}}, \quad (1)$$

где $T_{ш,МШУ}$ и $T_{ш,УВЧ}$ – шумовые температуры усилителей МШУ и УВЧ-приемника, определяемые как $(F_{ш} - 1)T$, где $F_{ш}$ – коэффициент шума усилителей; T – температура рабочей среды радиометра; $G_{МШУ}$ – коэффициент усиления малошумящего усилителя высоких частот. Для усилителей (МШУ – СМА-62+ и УВЧ – GVA-63+) при температуре окружающей среды $T = 300$ К: $T_{ш,МШУ} = 56,6$ К; $T_{ш,УВЧ} = 298,5$ К; $G_{МШУ} = 14,1$. После подстановки этих значений в формулу (1) получим $T_{ш,пр} = 77,7$ К.

Во входном блоке радиометра при распространении сигнала через СВЧ-узлы, обладающие потерями, возникают новые шумы, которые пропорциональны величине потерь и определяются из следующей формулы (в случае, если узлы находятся при одной и той же температуре):

$$T_{ш,вх} = (1 - \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_n) T_0, \quad (2)$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ – коэффициенты передачи отдельных узлов входного тракта; T_0 – термодинамическая температура входного узла (расчетное значение 290 К). Если передача сигнала происходит без потерь, т.е. $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n = 1$, то, как следует из (2), входной тракт не вносит дополнительных шумов. В рассмотренном радиометре (рис. 3) основные потери возникают при передаче сигнала через СВЧ-переключатель – сигнал ослабляется на минус 2 дБ (на примере использования НМС253LC4, $\alpha_1 = 0,794$). Тогда, подставляя данные величины в (2), получим $T_{ш,вх} = 107,02$ К.

Таким образом, полная эффективная температура собственных шумов будет равна $T_{\text{ш}} = T_{\text{ш,пр}} + T_{\text{ш,вх}} = 184,722$ К. Максимальная флуктуационная чувствительность модифицированного нулевого радиометра с приведенным выше типом модуляции (конфигурации входной СВЧ-части) описывается формулой [13]

$$\Delta T_{\text{макс}} = \frac{\sqrt{2(T_{\text{оп,1}} + T_{\text{ш}})^2 + \frac{T_{\text{оп,2}}^2}{4}}}{\sqrt{2\Delta f\tau R}}, \quad (3)$$

где τ – постоянная времени синхронного фильтра; R – количество усредненных цифровых кодов длительности $t_{\text{ШИМ}}$ в цифровом устройстве управления радиометром на интервале одного измерения; $T_{\text{оп1}}$ и $T_{\text{оп2}}$ – шумовые температуры опорных источников шума. Принимая условия: $\Delta f = 50$ МГц, $\tau = 1$ мкс, $R = 100$, $T_{\text{оп1}} = 300$ К, $T_{\text{оп2}} = 50$ К (что соответствует динамическому диапазону измерений 50...300 К) и подставляя в (3), получим $\Delta T_{\text{макс}} = 0,686$ К.

При реализации радиометра по описанному выше способу (применение антенны с перестраиваемой диаграммой направленности), позволяющему не устанавливать СВЧ-переключатель на входе радиометра, шумовая температура системы понижается и, учитывая (2), принимает значение $T_{\text{ш}} = T_{\text{ш, пр}} = 77,7$ К. Уменьшение шумовой температуры приемника повышает флуктуационную чувствительность, которая с учетом (2) и условия отсутствия СВЧ-переключателя по (3) принимает значение: $\Delta T_{\text{макс1}} = 0,535$ К.

Заключение. Использование разработанной входной СВЧ-части позволяет повысить флуктуационную чувствительность радиометрических систем, использующих дифференциальный метод измерения. В рассмотренной радиометрической системе на расчетном примере флуктуационная чувствительность повышена на 22 %.

Несмотря на эффективность способа, существуют ограничения по его применимости. Так, например, подразумевается, что на вход антенны поступает постоянный сигнал фонового излучения и генератора шума (см. рис. 1), что накладывает дополнительные требования к диаграмме направленности антенны. Описанный способ механической перестройки диаграммы направленности антенны накладывает ограничения на частоту модуляции в радиометре, что отрицательно сказывается при наблюдении быстроменяющихся радиотепловых портретов. Физические ограничения, связанные с временами переходных процессов в радиоизмерительном тракте и частотой модуляции нулевых радиометров хорошо описаны в [11]. Понижение влияния данных эффектов при увеличении динамики работы разработанной схемы видится в использовании цифровых сигнальных процессоров для электронного управления диаграммой направленности антенны.

Литература

1. Астафьева Н.М., Раев М.Д., Шарков Е.А. Портрет Земли из космоса. Глобальное радиотепловое поле // Природа. 2006. №9. С. 20–35.
2. Гельцер А.А., Кузнецова Н.А. Экспериментальная оценка ослабления радиоволн зимним лиственным лесом // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2010. № 2/2. С. 26–28.
3. 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. С. 59–64.
4. Алексеев П.В. Микроволновый сканирующий радиометр интегрального влажностного зондирования атмосферы (МИВЗА) // Исследование Земли из космоса. 2003. № 5. С. 68–77.

5. Camps A., Tarongi J.M. Microwave radiometer resolution optimization using variable observation times // *Remote Sensing*. 2010. Vol. 2. P. 1826–1843.
6. Гошин Г.Г., Фатеев А.В. О применении метода электродинамического подобию при моделировании широкополосных устройств СВЧ // *Изв. высш. учеб. заведений. Физика*. 2010. Т. 53, № 9/2. С. 180–181.
7. Анализ СВЧ-радиометрических данных L -диапазона, полученных в эксперименте на РС МКС / А.Б. Аквилонова, М.Т. Смирнов, О.О. Кузнецов, А.А. Халдин // *Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса*. 2013. Т. 10, № 2. С. 252–262.
8. Космические радиометры L -диапазона / Н.А. Арманд, М.Т. Смирнов, Ю.Г. Тищенко и др. // *Космонавтика и ракетостроение*. 2008. № 2. С. 39–43.
9. Микроволновый радиометр-спектрометр с предельными характеристиками для изучения Земли из космоса в диапазоне 6...220 ГГц / Ю.Б. Хапин, А.В. Кузьмин, А.Г. Семин, Е.А. Шарков // *Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса*. 2013. Т. 10, № 4. С. 64–75.
10. Filatov A.V., Ubaichin A.V. The dynamic properties of a digital radiometer system and its operating efficiency // *Measurement Techniques*. 2012. Vol. 54, № 10. С. 1–6.
11. Филатов А.В. Радиометрические системы нулевого метода измерений // А.В. Филатов. Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. 276 с.
12. Алмазов-Долженко К.И., Пантыкин С.В. Шумовые параметры шестиполосников // *Радиотехника*. 2009. № 6. С. 32–34.
13. Филатов А.В. Двухканальный микроволновый радиометр повышенной точности / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Н.О. Жуков // *Радиотехника*. 2011. № 1. С. 47–55.

УДК 535.343.2

**ФОТОИНДУЦИРОВАННЫЕ ИЗМЕНЕНИЯ В СПЕКТРАХ
ОПТИЧЕСКОГО ПОГЛОЩЕНИЯ В КРИСТАЛЛАХ $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ И $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$,
НАВЕДЕННЫЕ ИМПУЛЬСНОЙ ЛАЗЕРНОЙ ЗАСВЕТКОЙ
С ДЛИНОЙ ВОЛНЫ 1064 НМ****С.М. Шандаров, Е.С. Худякова, В.Г. Дю, М.Г. Кистенева,
Ю.Ф. Каргин, Э.В. Поздеева**

Представлены результаты экспериментальных исследований и численной аппроксимации спектров оптического поглощения в диапазоне 430–1100 нм в кристаллах $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$, подвергнутых импульсной лазерной засветке с длиной волны 1064 нм в зависимости от времени облучения и частоты засвечивающих импульсов. Обнаружено уменьшение коэффициента поглощения в диапазоне длин волн 480–1000 нм.

Ключевые слова: силикат висмута, германат висмута, спектральная зависимость оптического поглощения, импульсное ИК-облучение.

Известно, что оптическое поглощение фоторефрактивных кристаллов класса силленитов $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ (BSO), $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ (BGO) и $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}$ (BTO) в примесной области определяется дефектными центрами, имеющими высокую концентрацию и связанными с нарушениями структуры или стехиометрии [1, 2]. Облучение этих кристаллов светом из видимой области и ближнего инфракрасного диапазона приводит к возбуждению неравновесных носителей заряда с таких глубоких центров с уровнями энергии, расположенными в запрещенной зоне. Последующая рекомбинация носителей на центры с различными сечениями фотоионизации приводит к фотоиндуцированным изменениям примесного оптического поглощения [1, 3, 4].

В настоящей работе представлены результаты экспериментальных исследований и численной аппроксимации спектральных зависимостей оптического поглощения и их изменений в кристаллах $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$, вызванных импульсной лазерной засветкой с длиной волны 1064 нм, при различных временах облучения и частотах следования засвечивающих импульсов.

Методика эксперимента. В эксперименте использовались образцы нелегированных кристаллов BGO (с толщиной $d_1 = 1,8$ мм) и BSO (с толщинами $d_2 = 8,0$ и $d_3 = 2,64$ мм), выращенных по методу Чохральского. В ходе эксперимента исследуемые образцы подвергались облучению импульсным лазерным излучением с длиной волны $\lambda = 1064$ нм и длительностью засвечивающих импульсов $\tau = 10$ нс. В первом эксперименте образец подвергался засветке при частоте повторения $f = 10$ кГц в течение времени от 10 до 40 мин при интенсивности излучения на входной грани кристалла $I = 245$ мВт/см². В случае исследования влияния частоты засвечивающих ИК-импульсов время облучения образцов рассчитывалось таким образом, чтобы величина экспозиции была одинаковой для ИК-излучения с частотой следования импульсов от 1 до 10 кГц и составляла ~ 600 Дж/см² для

кристалла ВГО и ~ 870 Дж/см² для кристалла ВСО. Спектры оптического пропускания в диапазоне 430–1100 нм регистрировались на спектрофотометре *Genesys 2* непосредственно до и после ИК-облучения. Все эксперименты проводились при комнатной температуре в отсутствие внешнего освещения.

Экспериментальные результаты. На рис. 1 точками представлены экспериментальные зависимости коэффициента поглощения $k(\lambda)$ для исследуемых кристаллов ВГО с $d_1 = 1,8$ мм (рис. 1, а) и ВСО с $d_2 = 8$ мм (рис. 1, б) после ИК-засветки в течение 10–40 мин. Было получено, что облучение светом с длиной волны $\lambda = 1064$ нм приводит к уменьшению оптического поглощения кристаллов в спектральном диапазоне 480–1000 нм. Экспериментальные спектральные зависимости наведенных изменений в поглощении $\Delta k(\lambda)$, полученные вычитанием экспериментальных данных для коэффициента поглощения до и после облучения, показаны точками во вставках на рис. 1, а для кристалла ВГО и на рис. 1, б для кристалла ВСО. Эти зависимости имеют резонансный характер с максимумами на длинах волн $\lambda_m = 470, 564, 698, 751, 813$ нм для ВГО и $\lambda_m = 560, 700, 750, 820$ нм для ВСО. Увеличение времени облучения с 10 до 40 мин приводит для кристалла ВГО к монотонному росту наведенных ИК-излучением изменений в спектре оптического поглощения. Так, на длине волны $\lambda_m = 564$ нм величина изменений в оптическом поглощении в кристалле ВГО увеличивается с 0,04 до 0,085 см⁻¹. При облучении кристалла ВСО уже в течение 10 мин величина наведенных изменений на длине волны $\lambda_m = 560$ нм составила $\sim 0,068$ см⁻¹, увеличиваясь далее до значения $\sim 0,076$ см⁻¹ после 40 мин экспозиции. Время релаксации наведенных изменений коэффициента поглощения к исходному состоянию в темновых условиях составляло 20 ч в ВГО и 120 ч в ВСО.

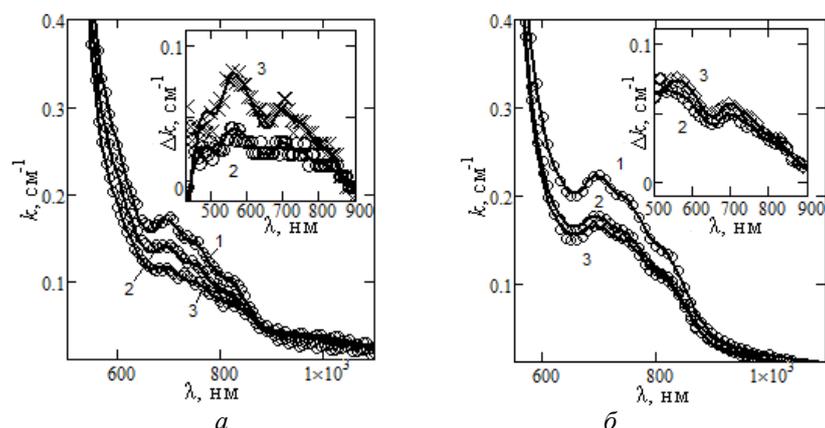


Рис. 1. Спектральные зависимости коэффициента поглощения и изменений в нем (во вставке) в кристаллах $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ (а) и $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ (б), подвергнутых импульсному ИК-излучению с $\lambda = 1064$ нм и частотой следования импульсов 10 кГц: 1 – до облучения, 2 – после 10 мин засветки, 3 – после 40 мин засветки. Кружки – экспериментальные данные, сплошные линии – расчетные зависимости

Для образцов ВГО с $d_1 = 1,8$ мм и ВСО с $d_3 = 2,64$ мм получено, что при уменьшении частоты следования засвечивающих импульсов с сохранением дозы величина наведенных изменений снижается. При этом просветление для кристаллов ВГО и ВСО уверенно наблюдалось и при частотах следования засвечи-

вающих импульсов $f = 3$ и 5 кГц, соответственно. Однако при частоте следования 1 кГц используемое излучение не наводило заметных изменений в спектрах оптического поглощения во всех исследованных образцах BGO и BSO для тех же значений экспозиции, составляющих соответственно 600 и 870 Дж/см².

Анализ и обсуждение результатов. Для аппроксимации экспериментальных зависимостей $k(\lambda)$ в исследованном спектральном диапазоне была использована модель, учитывающая аддитивный вклад в примесное поглощение фотовозбуждения электронов в зону проводимости с нескольких глубоких донорных центров $k_{dD}(\omega)$ и внутрицентровых переходов. Суммарный коэффициент поглощения $k_{dD}(\omega)$, определяемый процессами фотовозбуждения электронов с глубоких донорных центров в зону проводимости, может быть представлен в виде следующего интеграла [3]:

$$k_{dD}(\omega) = \int_0^{\hbar\omega} B(E_i) \frac{\sqrt{\hbar\omega/E_i - 1}}{(\hbar\omega/E_i)^3} \frac{1}{1 + \exp[(E_F - E_i)/k_B T]} dE_i, \quad (1)$$

где $B(E_i) = \sum_n B_n(E_i)$; $B_n(E_i) = S_n N_n(E_i)$ – поглощение света центром n -типа,

приходящееся на единичный энергетический интервал; S_n и $N_n(E_i)$ – сечение фотоионизации и распределение концентрации по энергии ионизации E_i для данного центра; E_F – расстояние между уровнем Ферми и дном зоны проводимости; k_B – постоянная Больцмана и T – абсолютная температура. Для учета в формуле (1) временной зависимости заполнения центра n -типа электронами $b_n(t)$, связанной с их перераспределением вследствие фотоиндуцированных эффектов и релаксации к метастабильным состояниям, может быть использовано соотношение [3]

$$B(E_i, t) = \sum_n b_n(t) \exp\left[-\frac{(E_n - E_i)^2}{\Delta E_n^2}\right], \quad (2)$$

использующее предположение о неизменности энергетических параметров нормального распределения для концентрации $N_n(E_i)$.

Для описания вклада внутрицентровых переходов в оптическое поглощение $k_{ic}(\omega)$ использовалось разложение на компоненты гауссовой формы с неизменными энергетическими параметрами [4]

$$k_{ic}(\omega, t) = \sum_m k_m^{ic}(t) \exp\left[-\frac{(E_m^{ic} - \hbar\omega)^2}{(\Delta E_m^{ic})^2}\right], \quad (3)$$

где $k_m^{ic}(t)$ определяет вклад в поглощение m -й компоненты со спектральной полушириной ΔE_m^{ic} в её максимуме при энергии кванта, равной E_m^{ic} .

Результаты численной аппроксимации экспериментальных спектральных зависимостей оптического поглощения в кристаллах BGO и BSO показаны на рис. 1 сплошными кривыми. Найденные при подгонке по методу наименьших квадратов значения параметров модели для внутрицентровых переходов и для возбуждения электронов с глубоких доноров приведены в табл. 1 и 2 соответст-

венно. Для кристалла BGO расчеты позволяют выделить четыре внутрицентровых перехода, а для BSO – пять таких переходов (см. табл. 1).

Таблица 1

Параметры модели, описывающей вклад внутрицентровых переходов в примесное оптическое поглощение в кристаллах BGO ($d_1 = 1,8$ мм) и BSO ($d_2 = 8$ мм), подвергнутых импульсной ИК-засветке

BGO	E_m^{ic} (эВ)		1,510	1,635	1,768	–	2,417
	ΔE_m^{ic} (эВ)		0,082	0,079	0,100	–	0,155
	k_m^{ic} (см ⁻¹)	До облучения	0,056	0,074	0,089	–	0,085
		После 40 мин засветки	0,030	0,041	0,047	–	0,119
BSO	E_m^{ic} (эВ)		1,511	1,637	1,766	2,157	2,418
	ΔE_m^{ic} (эВ)		0,086	0,078	0,102	0,315	0,289
	k_m^{ic} (см ⁻¹)	До облучения	0,064	0,067	0,039	0,039	0,133
		После 40 мин засветки	0,046	0,045	0,008	0,008	0,136

Для описания вклада в поглощение процессов фотовозбуждения электронов с глубоких донорных центров в зону проводимости потребовалось учесть три глубоких центра в кристалле BGO и четыре центра в кристалле BSO (см. табл. 2).

Таблица 2

Параметры модели, описывающей вклад переходов электронов в зону проводимости с глубоких донорных центров в примесное оптическое поглощение в кристаллах BGO ($d_1 = 1,8$ мм) и BSO ($d_2 = 8$ мм), подвергнутых импульсной ИК-засветке

BGO	E_n (эВ)		1,072	–	1,905	2,775
	ΔE_n (эВ)		0,200	–	0,244	0,304
	b_n (см ⁻¹ ·эВ ⁻¹)	До облучения	0,471	–	2,87	140,1
		После 40 мин засветки	0,521	–	1,978	141,6
BSO	E_n (эВ)		1,17	1,600	1,954	2,710
	ΔE_n (эВ)		0,358	0,332	0,328	0,303
	b_n (см ⁻¹ ·эВ ⁻¹)	До облучения	0,133	1,057	0,465	309
		После 40 мин засветки	0,066	1,018	0,171	308,5

Из полученных значений k_m^{ic} и b_n следует, что уменьшение коэффициента поглощения кристаллов BGO и BSO в результате импульсной лазерной засветки с длиной волны $\lambda = 1064$ нм связано, во-первых, с уменьшением вклада внутрицентровых переходов для всех полос поглощения, выделяемых в BGO. В образцах BSO уменьшается вклад в поглощение для всех внутрицентровых переходов, кроме соответствующего средней энергии кванта 2,418 эВ, для которых он увеличивается. Во-вторых, засветка уменьшает заполнение электронами доноров с энергией ионизации 1,905 эВ для BGO и центров с энергиями 1,6 и 1,954 эВ для образцов BSO.

Следует отметить близость по величине большинства энергетических параметров для внутрицентровых переходов и для глубоких доноров в исследованных кристаллах BGO и BSO, а также одинаковую реакцию кристаллов BGO и BSO на ИК-облучение. Это свидетельствует в пользу гипотезы об одинаковой природе центров, обуславливающих фотоиндуцированные явления в этих кристаллах, и позволяет предположить, что они являются собственными структурными дефектами, связанными с ионами висмута. Однако механизм процесса уменьшения наведенных изменений при уменьшении частоты следования ИК-импульсов, требует дальнейшего изучения.

Заключение. Таким образом, получено, что воздействие на кристаллы BSO и BGO импульсной ИК-засветкой с $\lambda = 1064$ нм приводит к уменьшению их оптического поглощения в диапазоне длин волн 480–1000 нм. Найденные в результате аппроксимации экспериментальных данных в рамках теоретической модели примесного поглощения [3, 4] энергетические параметры дефектных центров являются близкими для кристаллов BSO и BGO. Наблюдаемые фотоиндуцированные изменения во вкладах этих центров в примесное оптическое поглощение могут быть использованы для управления фоторефрактивной чувствительностью кристаллов класса силленитов [3].

Работа выполнена в рамках задания Минобрнауки РФ № 2014/225 (проект № 2491) и НИР по проектной части госзадания № 3.878.2014/ИК.

Литература

1. Малиновский В.К., Гудаев О.А., Гусев В.А. и др. Фотоиндуцированные явления в силленитах. – Новосибирск: Наука, 1990. 160 с.
2. Каргин Ю.Ф., Бурков В.И., Марьин А.А., Егорышева А.В. Кристаллы $\text{Bi}_{12}\text{M}_x\text{O}_{20}$ со структурой силленита. Синтез, строение, свойства. М.: ИОНХ РАН, 2004. 312 с.
3. Спектральная зависимость фотоиндуцированного поглощения, наведенного в кристалле $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}$ импульсным излучением с длиной волны 532 нм / А.Л. Толстик, А.Ю. Матусевич, М.Г. Кистенева и др. // Квантовая электроника. 2007. Т. 37, № 11. С. 1027–1032.
4. Photo- and thermoinduced changes of the optical absorption in $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ crystals / M.G. Kisteneva, A.S. Akrestina, S.M. Shandarov, S.V. Smirnov // J. Journal of Holography and Speckle. 2009. Vol. 5. P. 1–6.

УДК 534.8

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВЫСОКООМНЫХ КРИСТАЛЛОВ КТР ПО ПЕТЛЯМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ГИСТЕРЕЗИСА

*Ю.В. Кулешов, А.Е. Мандель, Л.Я. Серебренников, Е.В. Осиновская,
Т.М. Акылбаев, Д.К. Кажкенов*

Приведены результаты измерения коэрцитивного поля и полной поляризации высокоомных кристаллов калий-титанил фосфата (КТР).

Ключевые слова: кристалл КТР, петля гистерезиса, коэрцитивное поле, поляризация кристалла.

Кристаллы калий титанил-фосфата (КТР) обладают высокой нелинейно-оптической эффективностью, высокой оптической однородностью, относительно высоким порогом оптического разрушения и широко используются для создания

нелинейно-оптических устройств [1, 2]. Кристаллы калий титанил-фосфата (КТР) с регулярной доменной структурой представляют значительный интерес для реализации эффектов квазисинхронного нелинейно-оптического взаимодействия [3] и устройств управления параметрами лазерного излучения [4–6].

В данной работе приведены результаты измерения коэрцитивного поля и полной поляризации высокоомных кристаллов КТР, ионная проводимость которых вдоль оси z составляла величину $2 \times 10^{-12} \text{ Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$ [7].

Простым и наиболее распространенным способом является определение величины коэрцитивного поля и поляризации кристалла по петлям диэлектрического гистерезиса. Схема экспериментальной установки, позволяющая получать на экране осциллографа петли гистерезиса, представлена на рис. 1. Низкочастотное напряжение сети частотой 50 Гц прикладывается к последовательно соединенным эталонному конденсатору C_0 и исследуемому монокристаллическому образцу C_k . При условии, что $C_0 > C_k$, практически все приложенное напряжение падает на образце. Напряжение с эталонного конденсатора подается на вертикальные пластины осциллографа. Горизонтальное отклонение луча осциллографа пропорционально величине приложенного напряжения. Таким образом, при непрерывном изменении электрического напряжения отклонение луча осциллографа по вертикали пропорционально поляризации кристалла, а по горизонтали – величине приложенного к нему напряжения, а следовательно, и электрического поля. При изменении поля по синусоидальному закону на экране осциллографа выписывается зависимость поляризации кристалла P от электрического поля E , которая для сегнетоэлектриков имеет гистерезисный характер.

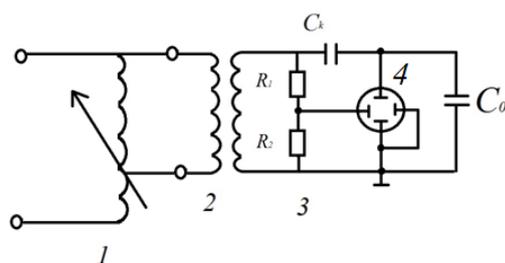


Рис. 1. Электрическая схема для наблюдения петли гистерезиса:
 1 – автотрансформатор;
 2 – высоковольтный трансформатор;
 3 – делитель напряжения;
 4 – осциллограф; C_k – исследуемый образец; C_0 – эталонный конденсатор;
 R_1, R_2 – сопротивления высоковольтного делителя напряжения

В экспериментах использовались два образца высокоомных кристаллов КТР, вырезанные из разных кристаллических буль. Образец №1 имел размеры $12 \times 10 \times 1,1$ мм, образец №2 – размеры $10 \times 8 \times 1,0$ мм по осям X, Y, Z соответственно. На плоскостях кристаллов, перпендикулярных оси Z , наносились электроды из алюминия. Кристаллы закреплялись в специальном держателе. Держатель вместе с исследуемым кристаллом помещались в кювету, заполненную трансформаторным маслом.

В процессе проведения экспериментов подаваемое на кристалл напряжение изменялось от 0 до 2800 В. Через каждые 100 В регистрировались осциллограммы. Типичные осциллограммы, характеризующие зависимость поляризации P от электрического поля E для исследуемых образцов, приведена на рис. 2.

Измерения показали, что петли гистерезиса для исследуемых образцов асимметричны. Симметрия петли гистерезиса зависит от температуры выращивания кристаллов и отклонения атомов калия от стехиометрической структуры [4]. По полученным осциллограммам были определены значения коэрцитивного поля E_c и полной поляризации P для исследуемых образцов. Значения коэрцитивного

поля для образца №1 составили $+E_c = 2,8$ кВ/мм, $-E_c = -3,5$ кВ/мм; для образца №2: $+E_c = 2,3$ кВ/мм, $-E_c = -2,1$ кВ/мм. Полная поляризация P кристалла для образца №1 составила $14,6$ мкКл/см², для образца №2: $16,5$ мкКл/см².

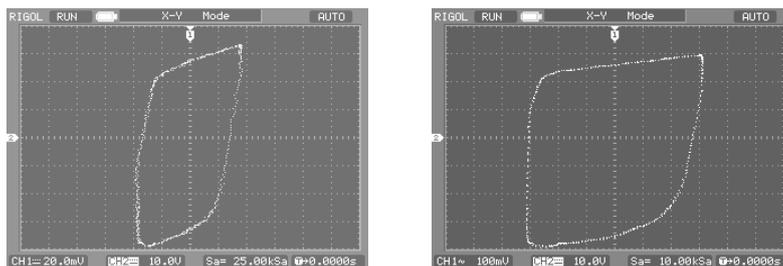


Рис. 2. Зависимость поляризации P от электрического поля E для кристаллов КТР (слева – образец №1, справа – образец №2)

Таким образом, по петлям диэлектрического гистерезиса получены основные характеристики высокоомного кристалла КТР, что позволяет использовать эти кристаллы в дальнейшем для разработки технологии формирования периодических доменных структур в таких кристаллах с помощью приложения внешних импульсных электрических полей.

Литература

1. Satyanarayan M.N., Deepthy A., Bhat H.L. // Critical Reviews in Solid State and Materials Sciences. 1999. Vol. 24, № 2. P. 103–191.
2. Паргачёв И.А., Кулешов Ю.В., Краковский В.А. и др. // Доклады ТУСУРа, 2012. № 2 (26), ч. 2. С. 94.
3. Moscovich S., Arie A., Urneski R. et al. // Opt. Express. 2004. Vol. 12, № 10. P. 2236–2242.
4. Rosenman G., Urenski P., Arie A. et al. // Appl. Phys. Lett. 2000. Vol. 76, № 25. P. 3798–3800.
5. Русов В.А., Серебряков В.А., Каплун А.Б., Горчаков А.В. // Оптический журнал. 2009. Т. 76, № 6. С. 6–7.
6. Паргачёв И.А., Кулешов Ю.В., Краковский В.А. и др. // Доклады ТУСУРа. 2011. Т. 24, № 2, ч. 2. С. 116–118.
7. Паргачёв И.А., Краковский В.А., Серебренников Л.Я. и др. // Доклады ТУСУРа, 2011. № 2 (24), ч. 2. Декабрь.

УДК 535:621.372.8

ЭФФЕКТЫ САМОИНДУЦИРОВАНИЯ ФОТОРЕФРАКТИВНЫХ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК В НЕЛИНЕЙНОМ ИНТЕРФЕРОМЕТРЕ ФАБРИ-ПЕРО НА ОСНОВЕ КРИСТАЛЛА НИОБАТА ЛИТИЯ

А.С. Перин, В.М. Шандаров, В.Ю. Рябченко, А.О. Семкин

Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований по самоиндуцированию фотонных структур в фоторефрактивном образце ниобата лития с конфигурацией интерферометра Фабри–Перо.

Ключевые слова: интерферометр Фабри–Перо, фоторефрактивный эффект, ниобат лития, сомоиндуцирование, дифракционная решетка.

С каждым годом использование оптического диапазона электромагнитных волн все шире применяется в технологиях сбора, передачи и обработки информации. Все более быстрого и гибкого управления потоками света требуют современные оптические датчики, широкополосные системы оптической связи, а также перспективные системы оптической памяти. Дифракция света на периодических структурах наряду с рефракцией, отражением и поглощением позволяет управлять условиями распространения светового поля. Модуляция показателя преломления в виде голографических решеток, созданных в фоторефрактивных кристаллах, обладает рядом уникальных свойств по сравнению с известными дифракционными решетками, созданных стандартными методами.

Такая модуляция позволяет обеспечить не только эффективную дифракцию светового поля, но и дает возможность для управления условиями дифракции оптическими методами. Таким образом, возникает возможность проводить операции управления светом при помощи света.

Анализ литературы показывает, что в зависимости от используемого фоторефрактивного кристалла и экспериментальных условий можно изменять направление распространения света, управлять его амплитудой, менять поляризацию, производить спектральное селектирование светового потока как во временной, так и в пространственной областях, т.е. потенциально имеется возможность производить практически все необходимые для современных информационных систем базовые операции [1, 2]. Поэтому исследование оптически индуцированных фоторефрактивных решеток и возможности оптического управления дифракцией света на таких решетках является актуальным.

Одним из перспективных элементов для создания оптически реконфигурируемых компонентов является нелинейный фоторефрактивный интерферометр Фабри–Перо (ИФП) на основе кристалла ниобата лития (LiNbO_3). Благодаря его фоторефрактивным свойствам можно оптически индуцировать квазирегулярные дифракционные элементы [3], а также управлять трансформацией профилей когерентных световых пучков в нелинейном ИФП с оптически индуцированными неоднородностями [4]. Использование явления интерференции света в нелинейных средах дает дополнительные возможности для расширения функциональных свойств подобных элементов.

Данная работа посвящена теоретическому и экспериментальному исследованию эффектов самоиндуцирования фоторефрактивных дифракционных решеток в нелинейном ИФП на основе кристалла LiNbO_3 .

Как известно, действие ИФП основано на многократном отражении света двумя параллельными плоскими зеркалами и интерференции выходящих из этой системы лучей света. Обычно ИФП выполняется в виде двух плоских полупрозрачных зеркал, разделенных чаще всего воздушным промежутком. В настоящее время возросло использование твердых материалов в качестве активного слоя в ИФП. Соответственно ИФП может быть выполнен в виде плоскопараллельной пластинки, поверхности которой покрыты отражающими слоями. Это обуславливается компактностью таких элементов, их простотой, а также отсутствием потребности в комплексной электронной части и устройствах механики для контроля параллельности рабочих поверхностей интерферометра. В качестве твердого материала для заполнения пространства между гранями ИФП относительно недавно стали применять кристалл LiNbO_3 [5, 6].

Теоретическая модель ИФП на основе реального кристалла LiNbO_3 . Интерферометр на основе ниобата лития представляет собой плоскопараллельную

пластину кристалла толщиной в несколько миллиметров. Стоит заметить, что, как и в любом реальном приборе, грани кристалла не могут быть точно параллельны. Таким образом, между отражающими гранями кристалла возникает клин. В [7] приведены примеры и формулы, показывающие, что наличие даже малого клина между зеркалами ИФП приводит к значительному ухудшению аппаратной функции реального ИФП, к уменьшению пропускания в максимуме и контрастности. Поэтому рассмотрим принцип распространения плоской световой волны в системе с непараллельными оптическими гранями (рис. 1, а).

Запишем выражения для полей падающей и отраженных плоских волн, обозначенных на рис. 1 под номерами 1, 2, 3 соответственно:

$$\bar{E}_1 = E_0 \exp[-i(\omega t - kz)], \quad (1)$$

$$\bar{E}_2 = E_0(1-R) \cdot \exp[-i(\omega t + k \cdot \cos(\beta)z - k \sin(\beta)x)], \quad (2)$$

$$\bar{E}_3 = E_0(1-R)^2 \cdot \exp[-i(\omega t - k \cdot \cos(2\beta)z - k \sin(2\beta)x)], \quad (3)$$

где E_0 – амплитуда световой волны; R – коэффициент отражения; k – волновое число света в среде; ω – частота; t – время; β – угол клина кристалла. Угол клина кристалла был определен экспериментальным путем при использовании двух различных методов (прямое измерение теодолитом; косвенное вычисление значения угла с учетом периода интерференционной картины, полученной наложением световых пучков, отраженных от передней и задней граней кристалла). В результате было получено значение угла клина кристалла $\beta=46 \pm 3$ угловых секунд.

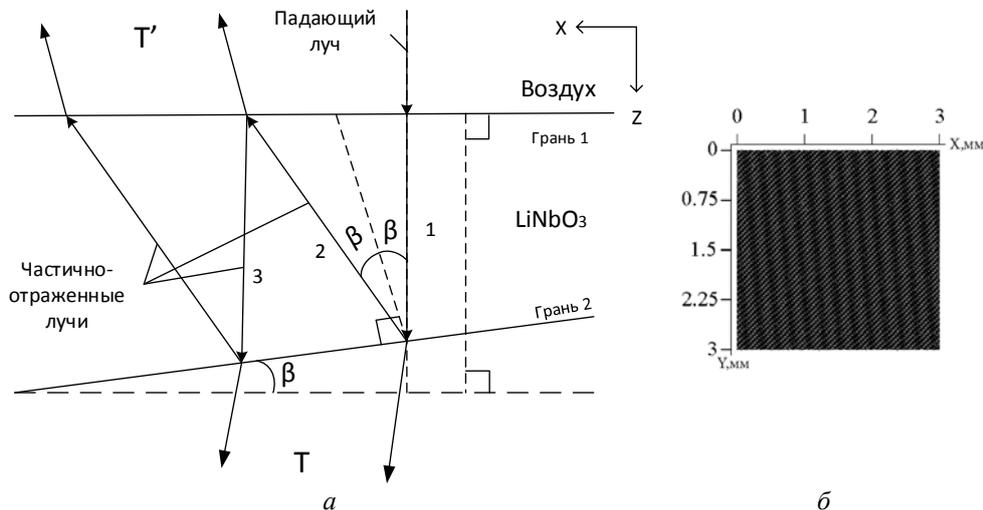


Рис. 1. Модель ИФП на основе кристалла LiNbO_3 с непараллельными гранями – а; б – двумерная модель распределения интенсивности светового поля на выходной грани ИФП

Так как в формировании интерференционной картины после прохождения интерферометра Фабри–Перо участвуют только волны, проекция волнового вектора которых на ось z имеет положительное направление, волны с отрицательным направлением не учитываются. Тогда выражение для светового поля T на выходной грани ИФП выглядит следующим образом (4):

$$T = (\bar{E}_1 + \bar{E}_3 \dots \bar{E}_{2m+1}) \cdot (\bar{E}_1^* + \bar{E}_3^* \dots \bar{E}_{2m+1}^*), \quad (4)$$

где \bar{E}_{2m+1}^* – комплексно-сопряженное выражение для $(2m+1)$ волны; m – количество учитываемых интерференционных волн.

Для моделирования интерференционной картины на выходе интерферометра Фабри–Перо воспользуемся формулой 4 и программным пакетом MATLAB. Моделирование картины светового поля производилось на плоскости X – Y размерами 3×3 мм, соответствующими размерам светового поля, которым освещался образец во время эксперимента, при этом амплитуда волны составляет одну относительную единицу (рис. 1, б). Шаг сетки расчета полученной плоскости равняется 5 мкм. Моделирование производилось при следующих параметрах: длина волны $\lambda = 532$ нм; угол клина $\beta = [(46)^\circ]''$ угловых секунд; показатель преломления воздуха $n_1 = 1$; показатель преломления кристалла ниобата лития $n_2 = 2, 3$; $E_0 = 1$.

В экспериментах исследовался фоторефрактивный ИФП в виде плоскопараллельной пластины кристалла ниобата лития Z -среза с оптической полировкой поверхностей. Образец легирован по объему ионами железа ($\text{LiNbO}_3:\text{Fe}$ 0,05% об.) при выращивании кристалла. Геометрические размеры ИФП составляют $10 \times 10 \times 2$ мм³ вдоль осей X , Y и Z соответственно. Кроме этого, образец имеет клиновидность оптических граней вдоль поперечной координаты относительно оптической оси. Угол клина был измерен экспериментально, и равен $\beta = 46 \pm 3$ угловых секунд. Схема экспериментальной установки представлена на рис. 2. В качестве источника экспонирующего когерентного излучения использовался непрерывный твердотельный лазер I ($\text{YAG}:\text{Nd}^{3+}$, длина волны света $\lambda = 532$ нм, выходная мощность до 50 мВт). Экспонирующее световое поле имело практически однородное распределение интенсивности, что достигалось коллимированием излучения лазера линзами (Л) и последующим выделением однородной области пучка диафрагмой (Д) с размерами 3×3 мм², которое падало на кристалл (НЛ). Поляризация света соответствовала обыкновенной волне в кристалле. В установке предусмотрено изменение угла падения света на исследуемый образец в горизонтальной плоскости с помощью поворотного столика (ПС). Регистрация светового поля осуществлялась анализатором лазерных пучков (АЛП).

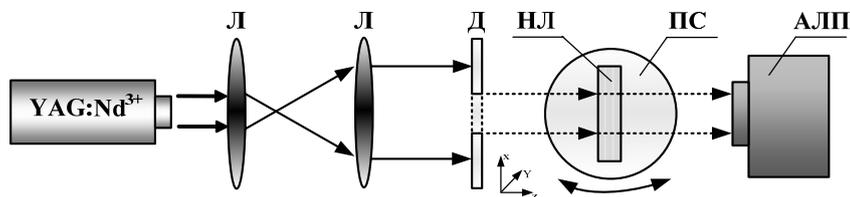


Рис. 2. Схема экспериментальной установки

В экспериментах наблюдалось формирование одномерных практически регулярных картин распределения интенсивности светового поля на выходной плоскости ИФП либо существенное повышение контраста подобных картин в случае отклонения направления падающего светового луча от нормали к плоскости ИФП в результате его экспонирования в течение некоторого времени.

Начальная картина распределения интенсивности света (рис. 3, а) получена после отжига кристалла и стирания в нем каких-либо наведенных ранее оптических неоднородностей. Можно видеть, что на выходной поверхности ИФП существует интерференционная картина. Однако сканирование образца указывает на

отсутствие наведенных оптических неоднородностей. В результате экспонирования кристалла световым полем с интенсивностью около 100 мВт/см^2 в течение 60 мин в образце формируется одномерная дифракционная структура с периодом, соответствующим существующей интерференционной картине (рис. 3, б).

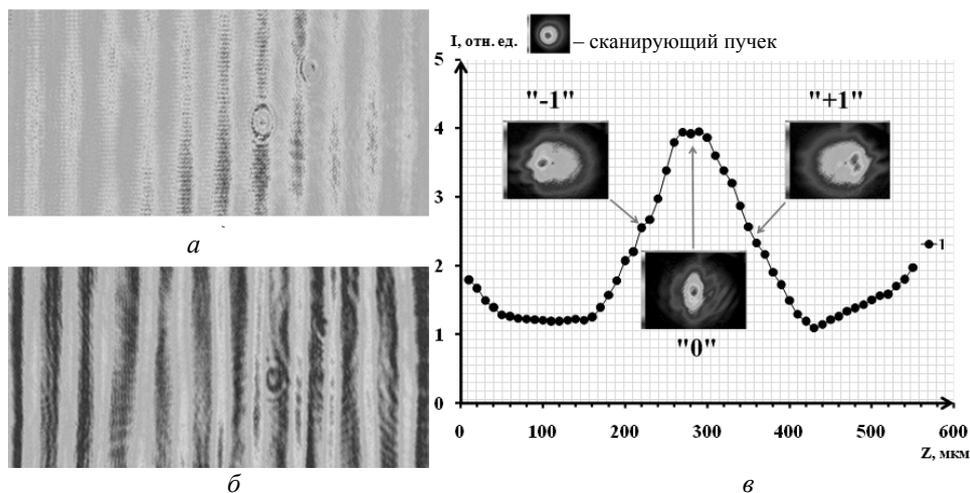


Рис. 3. Результаты эксперимента: а – картина светового поля на выходной грани ИФП в начальный момент времени; б – картина светового поля на выходной грани ИФП спустя 60 мин; в – график зависимости интенсивности светового поля от точки сканирования образца

Характеристики регулярных дифракционных структур, сформированных в ИФП, исследовались путем их сканирования в направлении вектора структуры световым пучком диаметром 23 мкм. В эксперименте световой луч перемещался вдоль кристалла с шагом 25 мкм. В каждой точке измерялась интенсивность прошедшего пучка. На рис. 3, в приведена часть снятой зависимости, на которой отчетливо различимы области кристалла с оптически наведенной неоднородностью в виде модуляции показателя преломления экспериментального образца. Картины распределения интенсивности светового поля под номерами +1, 0, –1 иллюстрируют поведение сканирующего светового пучка при его падении соответственно на левый край, центральную область, правый край одного элемента записанной решетки. Можно видеть, что центральная область ведет себя как линза, сжимая световой пучок, который изначально имеет нормальное гауссово распределение. Крайние же области преломляют зондирующий пучок света.

При дифракции света на сформированных дифракционных структурах наблюдался режим дифракции Рамана–Ната. В результате для решетки с периодом 300 мкм дифракционная эффективность составила 7%, а величина изменения показателя преломления $\Delta n_0 = 0,89 \cdot 10^{-5}$.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой и проектной частях государственного задания на выполнение работ в сфере научной деятельности № 2014/225 и № 3.878.2014/К соответственно.

Литература

1. Tunable optical filters based on photorefractive gratings / V.M. Petrov, A.V. Chamrai, J. Petter et al. // Proc. SPIE. 2003. Vol. 5135. P. 123–129.

2. Optical on-line controllable filters based on photorefractive crystals / V.M. Petrov, S. Lichtenberg, J. Petter et al. // J. Opt. A.: Pure Appl. Opt. 2003. Vol. 5. P. 471–476.
3. Perin A.S. Formation of Quasi-Regular Diffraction Patterns in the Nonlinear Photorefractive Fabry–Perot Interferometer / A.S. Perin, V.M. Shandaroy, F. Chen // Physics of Wave Phenomena. 2011. Vol. 19. № 4. P. 1–5.
4. Перин А.С. Пространственное самовоздействие когерентных световых пучков в фоторефрактивном интерферометре Фабри-Перо / А.С. Перин, С.М. Козлова, В.М. Шандаров // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2010. № 22. С. 81–83.
5. Photonic crystal electro-optic devices in engineered thin film lithium niobate substrates / J.E. Toney, V. E. Stenger, P. Pontius et al. // Proc. SPIE 8376, Photonic Microdevices/Microstructures for Sensing IV. 2012. 83760H.
6. Lithium niobate Fabry-Perot etalons in double-pass configuration for spectral filtering in the visible imager magnetograph IMAx for the SUNRISE mission / A. Álvarez-Herrero, T. Belenguer, C. Pastor, R.L. Heredero // Proc. SPIE 6265, Space Telescopes and Instrumentation I: Optical, Infrared, and Millimeter. 2006. 62652G.
7. Жиглинский А.Г. Реальный интерферометр Фабри–Перо / А.Г. Жиглинский, В.В. Кучинский. СПб.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние. 1983. 176 с.

УДК 535.421:773.93

**ГОЛОГРАФИЧЕСКОЕ ФОРМИРОВАНИЕ НЕОДНОРОДНЫХ
ДИФРАКЦИОННЫХ СТРУКТУР В ФПМ-ЖК С УЧЕТОМ
ФОТОПОЛИМЕРИЗАЦИОННО-ДИФфуЗИОННОГО
И ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО МЕХАНИЗМОВ ЗАПИСИ**

А.О. Семкин, С.Н. Шарангович

Разработана теоретическая модель голографического формирования дифракционных структур в композиционных фотополимерно-жидкокристаллических материалах с учетом нелинейности процесса, а именно совокупности двух механизмов записи. Проведено численное моделирование величины модуляции показателя преломления. Показана необходимость учета вклада поляризационного механизма в формирование структуры.

Ключевые слова: ФПМ-ЖК, голографические дифракционные структуры, поляризационные дифракционные решетки.

Современные цифровые телекоммуникационные и вычислительные системы предъявляют высокие требования к своей элементной базе, в особенности к устройствам фотоники и нелинейной оптики. В числе этих требований возможность управления амплитудными, фазовыми и поляризационными характеристиками оптических устройств. В настоящее время эти задачи могут решить голографические дифракционные элементы на основе фотополимерно-жидкокристаллических (ФПМ-ЖК) материалов. Управление оптическими свойствами данных элементов основано на способности молекул жидкого кристалла менять свою ориентацию под действием внешнего электрического поля. Характеристики и свойства ФПМ-ЖК в настоящее время достаточно хорошо изучены. Созданы теоретические модели и проведены экспериментальные исследования формирования голографических дифракционных структур (ГДС) в фотополимерных композициях разного состава [1–4 и др.], основанного на фотополимеризационно-диффузионном механизме записи. Характеристики данных структур в зависимо-

сти от концентрации молекул жидкого кристалла и структуры воздействующего электрического поля также широко изучены [5–11 и др.]. Кроме этого, в работе [12] представлена теоретическая модель голографического формирования дифракционных структур в ФПМ-ЖК, обусловленного поляризационным механизмом записи. Экспериментально полученные поляризационные ГДС описаны, например, в [13]. Однако на сегодняшний день не получена теоретическая модель формирования ГДС в ФПМ-ЖК в условиях действия двух механизмов голографической записи: фотополимеризационно-диффузионного и поляризационного. Разработка указанной модели является целью данной работы.

Голографическое формирование дифракционных структур. Рассмотрим падение двух плоских когерентных монохроматических световых волн на границу раздела сред ФПМ-ЖК–воздух (рис. 1, *a*).

Образец ФПМ-ЖК

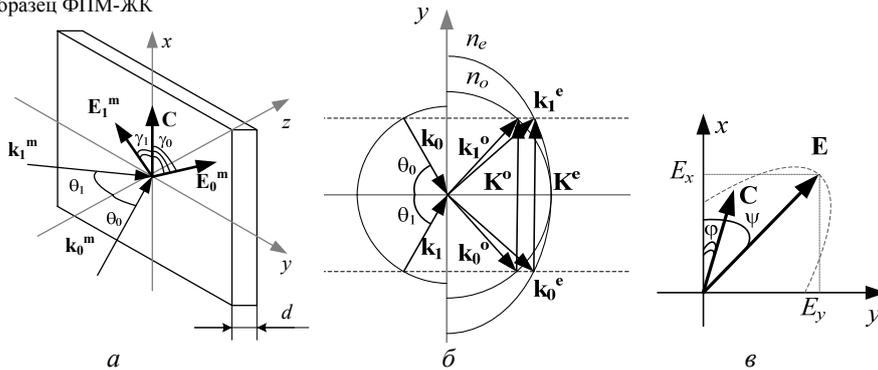


Рис. 1. Голографическое формирование дифракционных структур

На рис. 1 введены следующие обозначения: $\mathbf{E}_j^m = E_j^m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{e}_j^m$ – векторы электрической напряженности падающих световых пучков; $E_j^m(\mathbf{r})$ – амплитудные распределения световых волн; \mathbf{r} – радиус-вектор; \mathbf{e}_j^m – единичные векторы поляризации; $j = 0, 1$; θ_j, γ_j – углы падения и поляризации; \mathbf{k}_j^m – волновые векторы; $m = o$ соответствует обыкновенной волне, $m = e$ соответствует необыкновенной волне; $\mathbf{K}^m = \mathbf{k}_0^m - \mathbf{k}_1^m$ – векторы решеток; \mathbf{C} – директор жидкого кристалла (ЖК); d – толщина образца; n_m – показатели преломления; \mathbf{E} , E_x , E_y – вектор электрической напряженности суммарной световой волны и его проекции на координатные оси; $\psi(\mathbf{r})$ – угол поворота эллипса поляризации суммарной световой волны; $\phi(\mathbf{r})$ – угол поворота директора ЖК \mathbf{C} под действием фотоиндуцированного перехода Фредерикса (рис. 1, *в*) [12–14].

Будем считать, что векторы \mathbf{k}_j^m лежат в плоскости yOz (рис. 1, *б*), тогда суммарное оптическое поле внутри образца ФПМ-ЖК может быть записано в виде

$$E(\mathbf{r}, t) = \sum_{j=0,1} \mathbf{e}_j^m \cdot E_j^m(\mathbf{r}) \cdot \exp[-\alpha(N_j \cdot \mathbf{r}, t)] \cdot \exp[i(\omega \cdot t - \mathbf{k}_j^m \cdot \mathbf{r})], \quad (1)$$

где $\alpha(N_j \cdot \mathbf{r}, t)$ – пространственно-временное распределение коэффициента поглощения ФПМ-ЖК [12]; N_j – нормаль к волновому фронту.

В общем случае распределение оптического поля (1) будет формировать в образце ФПМ-ЖК дифракционную структуру, представляющую собой суперпозицию четырех дифракционных решеток: фазовой полимерной, образованной вследствие процессов фотополимеризации и взаимной диффузии компонент ФПМ-ЖК, двух фазовых жидкокристаллических (на обыкновенных и необыкновенных волнах), образованных вследствие только диффузионных процессов, и поляризационной жидкокристаллической, образованной вследствие ориентации молекул ЖК под действием электрического поля записывающих волн. На рис. 1, б приведена векторная диаграмма записи фазовых дифракционных решеток. На рис. 1, в приведена иллюстрация фотоиндуцированного перехода Фредерикса – эффекта переориентации молекул ЖК под действием электрического поля падающей световой волны [12–14].

Поскольку изменения показателя преломления образца ФПМ-ЖК, вызванные процессами записи ГДС, малы по отношению к невозмущенному состоянию [2, 12], представим результирующее распределение $n(\mathbf{r}, t)$ в виде

$$n(\mathbf{r}, t) = n_{st} + \Delta n^P(\mathbf{r}, t) + \Delta n^d(\mathbf{r}, t) + \Delta n^{pol}(\mathbf{r}), \quad (2)$$

где n_{st} – величина показателя преломления до начала записи; $\Delta n^P(\mathbf{r}, t)$, $\Delta n^d(\mathbf{r}, t)$, $\Delta n^{pol}(\mathbf{r})$ – изменения показателя преломления, обусловленные соответственно фотополимеризационным, диффузионным и поляризационным механизмами записи.

В выражении (2) временную зависимость $\Delta n^{pol}(\mathbf{r})$ опустим, так как будем считать характерное время переориентации молекул ЖК много меньшим характерных времен фотополимеризации и диффузии компонент.

Поляризационный механизм записи. В случае если в выражении (1) векторы E_j^m не коллинеарны, то в плоскости образца ФПМ-ЖК будет наблюдаться «поляризационная» интерференционная картина, образованная суммой двух падающих пучков, изменение разности фаз которых приведет, кроме прочего, к изменению поляризационных характеристик суммарной световой волны. Для описания поляризационных характеристик суммарного оптического поля аналогично [12] применим формализм Джонса к описанию электромагнитных волн записывающих пучков:

$$J_j(\mathbf{r}) = E_j(\mathbf{r}) \cdot \exp[-\alpha(N_j \cdot \mathbf{r})] \cdot \exp[i(\mathbf{k}_j \cdot \mathbf{r} + \delta_j)] \cdot M_j \cdot R_j \cdot D_j, \quad (3)$$

где δ_j – абсолютные фазы записывающих пучков; $D_j = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ – векторы Джонса записывающих линейно поляризованных пучков в собственных поляризационных базисах; $R_j = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_j) & -\sin(\gamma_j) \\ \sin(\gamma_j) & \cos(\gamma_j) \end{bmatrix}$, $M_j = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \cos(\theta_j) \end{bmatrix}$ – матрицы обратного поворота координатных осей.

Тогда вектор Джонса результирующей волны будет иметь вид

$$J(\mathbf{r}) = \sum_{j=0,1} J_j(\mathbf{r}). \quad (4)$$

Для определения поляризационных характеристик результирующей волны введем фазор

$$\mu(\mathbf{r}) = J^e(\mathbf{r}) / J^o(\mathbf{r}), \quad (5)$$

где $J^o(\mathbf{r})$, $J^e(\mathbf{r})$ – составляющие вектора Джонса результирующей волны, соответствующие собственным волнам в ФПМ-ЖК (обыкновенной и необыкновенной) соответственно.

Тогда распределение азимута $\psi(\mathbf{r})$ и эллиптичности $\rho(\mathbf{r})$ результирующего поля можно определить по выражениям:

$$\psi(\mathbf{r}) = \frac{1}{2} \cdot \text{arctg} \left(\frac{2 \cdot \text{Re}[\mu(\mathbf{r})]}{1 - |\mu(\mathbf{r})|^2} \right), \quad \rho(\mathbf{r})^2 = \frac{1 - \left[1 + 4 \cdot \text{Im}^2 \mu(\mathbf{r}) / \left(1 - |\mu(\mathbf{r})|^2 \right)^2 \right]^{0,5}}{1 + \left[1 + 4 \cdot \text{Im}^2 \mu(\mathbf{r}) / \left(1 - |\mu(\mathbf{r})|^2 \right)^2 \right]^{0,5}}. \quad (6)$$

Распределение $\varphi(\mathbf{r})$, аналогично [12] найдем из уравнения

$$\int_0^\varphi \left[\sin^2 \psi(\mathbf{r}) - \sin^2 \varphi' \right]^{-1/2} d\varphi' = \frac{1}{\xi_e(\mathbf{r})} \cdot \frac{d}{2}, \quad (7)$$

где $\xi_e(\mathbf{r}) = \left[\frac{K_{33} \cdot 8\pi}{\varepsilon_e - \varepsilon_o} \cdot \frac{1}{\left[E^o(\mathbf{r}) \right]^2 + \left[E^e(\mathbf{r}) \right]^2} \right]$ – распределение электрической коге-

рентной длины; ε_o , ε_e – компоненты невозмущенного тензора диэлектрической проницаемости образца, измеренные при продольной и поперечной ориентации директора ЖК соответственно; K_{33} – коэффициент Франка; $E^o(\mathbf{r})$, $E^e(\mathbf{r})$ – пространственные распределения амплитуд векторов электрической напряженности собственных волн в ФПМ-ЖК (обыкновенной и необыкновенной), полученные в соответствии с (6), (7) аналогично (3).

Таким образом, пространственное распределение тензора диэлектрической проницаемости образца ФПМ-ЖК может быть представлено в виде ряда Фурье по пространственным гармоникам решеток как

$$\hat{\varepsilon}(\mathbf{r}) = (1 - \rho) \cdot \varepsilon_p \cdot \hat{I} + \rho \cdot \sum_{i=0}^N \hat{\varepsilon}_i^{lc} \cos(\mathbf{K}_i \cdot \mathbf{r}), \quad (8)$$

где ε_p – диэлектрическая проницаемость полимера; \hat{I} – единичный тензор; ρ – объемная доля НЖК в образце; $\mathbf{K}_i = i \cdot \mathbf{K}$, $\hat{\varepsilon}_i^{lc}$ – векторы решеток и амплитуды пространственных гармоник, $\hat{\varepsilon}_i^{lc} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \hat{\varepsilon}^{lc}(\bar{r}) \cos(\mathbf{K}_i \cdot \mathbf{r}) d(\mathbf{K}_i \cdot \mathbf{r})$; возмущенный тензор диэлектрической проницаемости НЖК $\hat{\varepsilon}_{lc}(\mathbf{r})$ определяется выражением

$$\hat{\varepsilon}^{lc}(\mathbf{r}) = \varepsilon_o \cdot \hat{I} + (\varepsilon_e - \varepsilon_o) [\mathbf{C}(\mathbf{r}) \mathbf{C}(\mathbf{r})], \quad (9)$$

где $C_1(\mathbf{r}) = \cos[\varphi(\mathbf{r})]$, $C_2(\mathbf{r}) = \sin[\varphi(\mathbf{r})]$, $C_3(\mathbf{r}) \approx 0$ – проекции директора НЖК на координатные оси.

Тогда модуляция показателя преломления, обусловленная поляризационным механизмом записи, может быть записана

$$\Delta n^{pol}(\mathbf{r}) = \sqrt{\sum_{i=0}^N \hat{\varepsilon}_i^{lc} \cos(\mathbf{K}_i \cdot \mathbf{r})}. \quad (10)$$

Фотополимеризационно-диффузионный механизм записи. В случае если в выражении (1) векторы \mathbf{E}_j^m не ортогональны, то в образце ФПМ-ЖК будет наблюдаться периодическая интерференционная картина, распределение интенсивности которой можно представить в виде [1]

$$I(\mathbf{r}) = \sum_{m=0,e} I^m(\mathbf{r}) \left[1 + m^m(\mathbf{r}) \cos(\mathbf{K}^m \cdot \mathbf{r}) \right], \quad (11)$$

где $I^m(\mathbf{r}) = I_0^m(\mathbf{r}) + I_1^m(\mathbf{r})$ – суммарная интенсивность; $I_j^m(\mathbf{r}) = I_j^m(\mathbf{r}) \cdot \exp[-\alpha(N_j \cdot \mathbf{r})]$; $I_j^m(\mathbf{r}) = |E_j^m(\mathbf{r})|^2$; $m^m(\mathbf{r}) = 2\sqrt{I_0^m(\mathbf{r})I_1^m(\mathbf{r})}(\mathbf{e}_0^m \cdot \mathbf{e}_1^m) / (I_0^m(\mathbf{r}) + I_1^m(\mathbf{r}))$ – контраст интерференционной картины.

Согласно [15] аналогично [1, 2] общий случай фотополимеризационно-диффузионного процесса записи ГДС полностью описывается системой кинетических уравнений:

$$\frac{\partial M^m(\mathbf{r}, t)}{\partial t} = \text{div}(D_M \cdot \text{grad} M^m(\mathbf{r}, t)) - h \cdot (I^m(\mathbf{r}))^k \cdot M^m(\mathbf{r}, t), \quad (12)$$

$$\frac{\partial n_p^m(\mathbf{r}, t)}{\partial t} = \delta n_p \cdot h \cdot (I^m(\mathbf{r}))^k \cdot M^m(\mathbf{r}, t), \quad (13)$$

$$\frac{\partial n_d^m(\mathbf{r}, t)}{\partial t} = \delta n_d \cdot \text{div}(D_{LC} \cdot \text{grad} M^m(\mathbf{r}, t)), \quad (14)$$

где $M^m(\mathbf{r}, t)$ – скорость изменения концентрации мономера; $n_p^m(\mathbf{r}, t)$ – изменение показателя преломления за счет реакции фотополимеризации; $n_d^m(\mathbf{r}, t)$ – изменение показателя преломления за счет взаимной диффузии компонент; D_M , D_{LC} – коэффициенты диффузии мономера и жидкого кристалла [1–2, 15]; h – параметр, зависящий от состава ФПМ-ЖК; k – параметр нелинейности процесса фотополимеризации по интенсивности засветки (типичное значение $k = 0,5$); δn_p , δn_d – коэффициенты пропорциональности, определяющие вклад реакции фотополимеризации и процесса диффузии в формирование ГДС.

Изменения показателя преломления ФПМ-ЖК, обусловленные фотополимеризационно-диффузионным механизмом записи, будем искать в виде суммы гармоник показателей преломления:

$$\Delta n^p(\mathbf{r}, t) = \sum_{i=0}^N \Delta n_i^p(t) \cdot \cos(\mathbf{K}_i \cdot \mathbf{r}), \quad (15)$$

$$\Delta n^d(\mathbf{r}, t) = \sum_{i=0}^N \Delta n_i^d(t) \cdot \cos(\mathbf{K}_i \cdot \mathbf{r}), \quad (16)$$

где $\Delta n_i^p(t)$, $\Delta n_i^d(t)$ – соответствующие амплитуды гармоник, которые находятся решением системы (12)–(14) аналогично [1–2, 15]:

$$\Delta n_i^p(\tau) = \delta n_p \cdot \sum_{l=0}^N \alpha_{i,l} \cdot \sum_{p=0}^N A_{l,p}(\mathbf{r}) \cdot \frac{1 - \exp[\lambda_p(\mathbf{r}) \cdot \tau]}{\lambda_p(\mathbf{r})}, \quad (17)$$

$$\Delta n_i^d(\tau) = \delta n_d \cdot \frac{D_{LC}}{D_M} \cdot i^2 \cdot \sum_{p=0}^N A_{l,p}(\mathbf{r}) \cdot \frac{1 - \exp[\lambda_p(\mathbf{r}) \cdot \tau]}{\lambda_p(\mathbf{r})}, \quad (18)$$

где $\alpha_{i,l}$ – матрица коэффициентов связи между гармониками [1]; $\lambda_p(\mathbf{r})$ – собственные числа матрицы $\alpha_{i,l}$; $A_{l,p}(\mathbf{r})$ – коэффициенты пропорциональности; $\tau = t/T_m$ – относительное время; $T_m = 1/D_M \cdot K_1^2$ – характерное время диффузии.

Функциональные зависимости $\alpha_{i,l}$, $A_{l,p}(\mathbf{r})$ и $\lambda_p(\mathbf{r})$ приведены в [1].

Для анализа изменения показателя преломления под воздействием фотополимеризационно-диффузионных процессов полезно ввести параметр $b(z) = T_p(z)/T_m$, где $T_p(z)$ – характерное время полимеризации, определяемое параметрами композиции [1]. В выражениях (17)–(18) $b(z)$ входит в коэффициенты $\alpha_{i,l}$.

Численное моделирование. Моделирование будем проводить по выражениям (2), (10), (17), (18) при следующих значениях параметров модели: $\lambda = 633$ нм – длина волны излучения; $\theta_0 = \pi/6$, $\theta_1 = -\pi/6$; $\gamma_0 = 0$, $\gamma_1 = \pi/3$; $\delta_0 = \delta_1 = 0$; $d = 10$ мкм; $k = 0,5$ и двух значениях параметра $b(z) = 0,5$ и $b(z) = 5$. В качестве ЖК для моделирования выбран МБА с $K_{33} = 7,45 \cdot 10^{-6}$ дин. Будем считать затухание света в образце ФПМ-ЖК постоянным.

На рис. 2 представлены результаты моделирования амплитуд гармоник $\hat{\epsilon}_i^{lc}$ и распределения $\Delta n^{pol}(\mathbf{r})$.

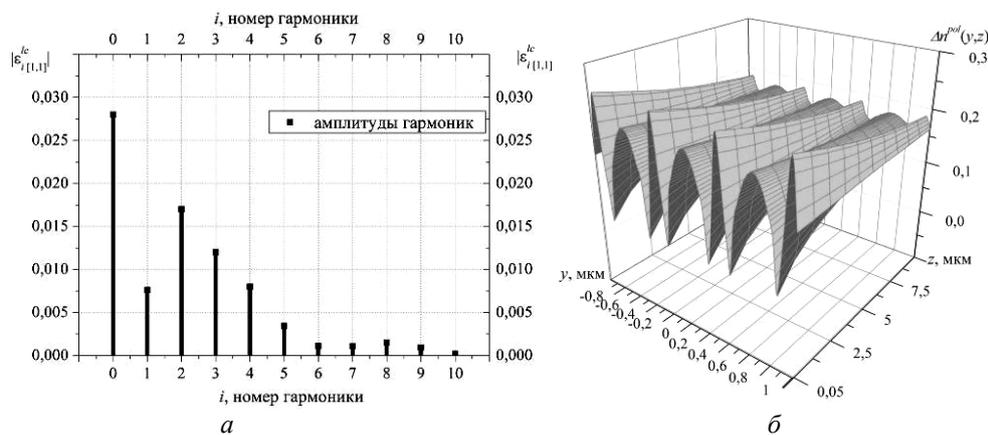


Рис. 2. Поляризационный механизм записи: a – амплитуды гармоник диэлектрической проницаемости образца ФПМ-ЖК $\hat{\epsilon}_i^{lc}$; b – модуляция показателя преломления $\Delta n^{pol}(\mathbf{r})$

Как видно из рис. 2, a , при указанных параметрах записи значащими являются первые 6 гармоник (номера 0–5), в связи с этим для анализа вклада каждого механизма целесообразно провести моделирование величин $\Delta n^p(\mathbf{r},t)$ и $\Delta n^d(\mathbf{r},t)$ с учетом не менее первых 6 гармоник.

На рис. 3 представлены результаты моделирования амплитуд $\Delta \epsilon_i^p(\tau) = (\Delta n_i^p(\tau))^2$ после завершения процесса записи ($\tau = 50$), а также распределения $\Delta n^p(\mathbf{r},t)$ при двух значениях параметра $b(z)$: $b(z) = 0,5$ (см. рис. 3, $a, в$) и $b(z) = 5$ (см. рис. 3, $б, з$). При моделировании учитывались первые 7 гармоник (номера 0–6).

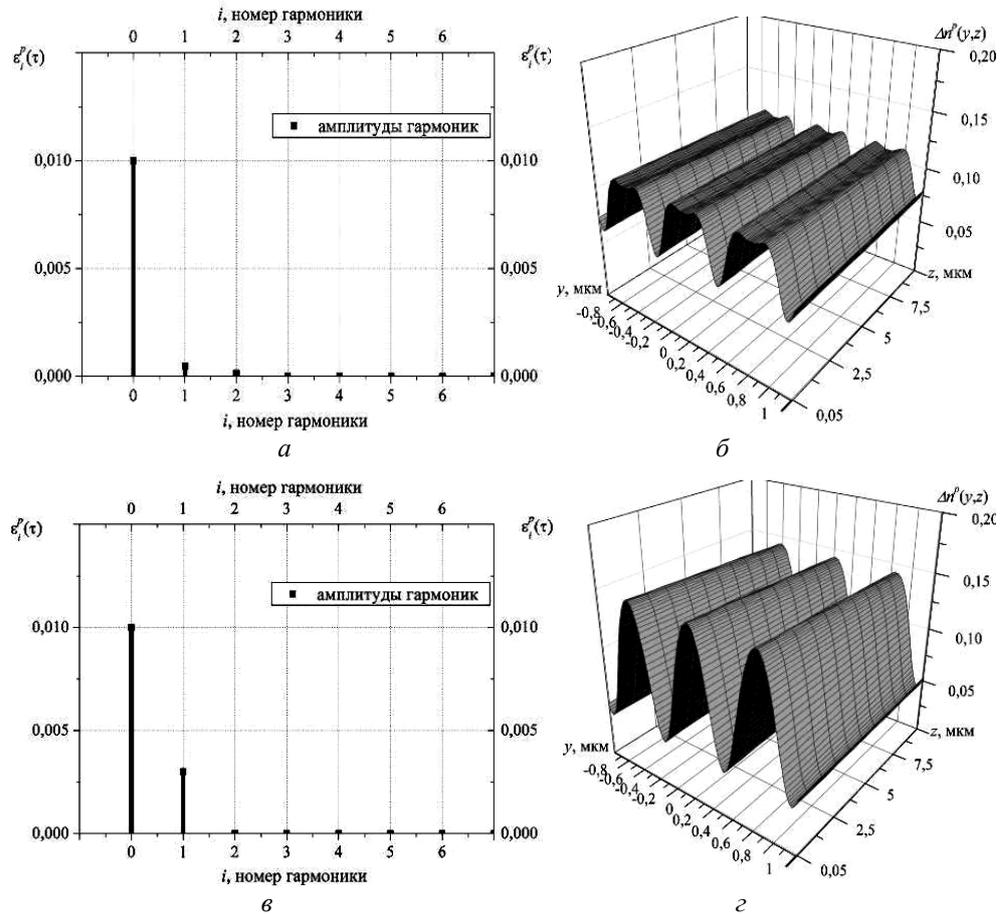


Рис. 3. Фотополимеризационный механизм записи: *a, в* – амплитуды гармоник $\Delta \epsilon_i^p$, $b(z)=0,5$ и $b(z)=5$; *б, г* – модуляция показателя преломления $\Delta n^p(\mathbf{r}, t)$, $b(z)=0,5$ и $b(z)=5$

Результаты аналогичных расчетов для $\Delta \epsilon_i^d(\tau) = (\Delta n_i^d(\tau))^2$ и $\Delta n^d(\mathbf{r}, t)$ приведены на рис. 4.

Как видно из рис. 3, 4, соотношение характерных времен полимеризации и диффузии (значение параметра $b(z)$) оказывает существенное влияние на профиль показателя преломления решетки. Кроме этого, видно, что основной вклад в изменение показателя преломления вносят первые три гармоники (номера 0–2). Полученные в данной работе результаты согласуются с полученными ранее другими авторами [1–2, 15].

На рис. 5 представлены результаты моделирования распределения показателя преломления $\Delta n(y, t) = \Delta n^p(y, t) + \Delta n^d(y, t) + \Delta n^{pol}(y)$ после завершения процесса записи, при двух значениях параметра $b(z)$, при $z = 0$.

На рис. 5 кривые 1–3 показывают модуляцию показателя преломления соответственно при воздействии поляризационного, полимеризационного и диффузионного процессов; кривая 4 – суммарный фотополимеризационно-диффузионный процесс; кривая 5 – сумма всех трех процессов.

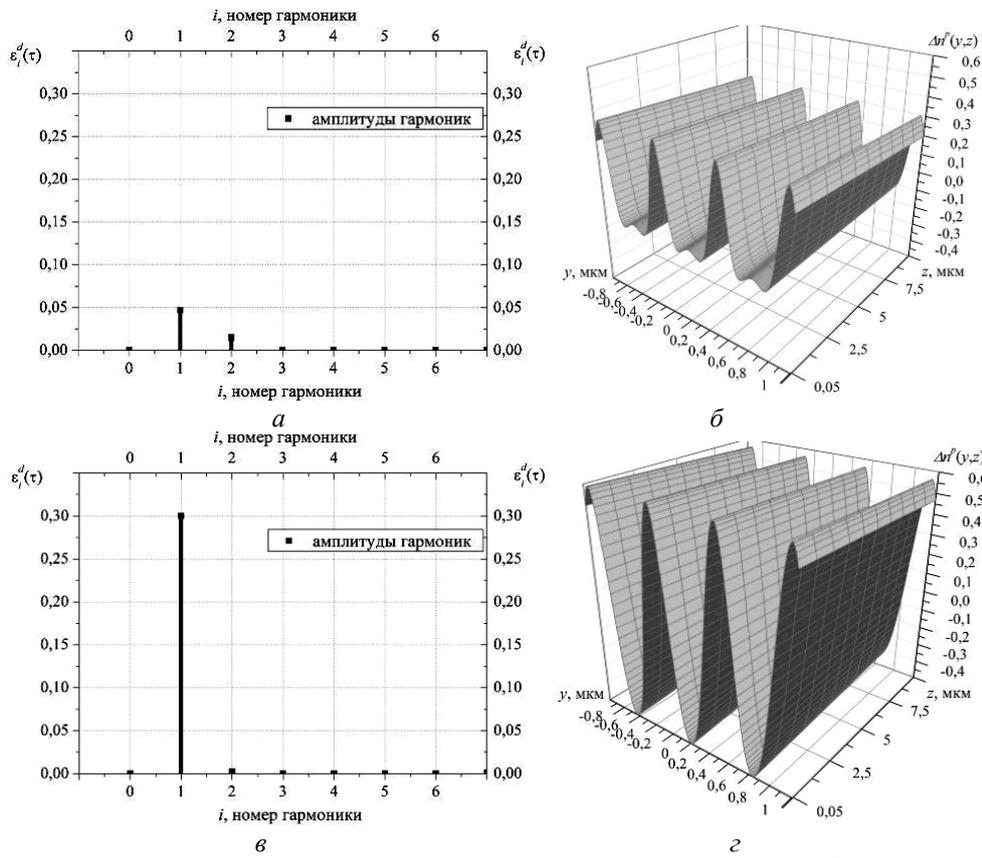
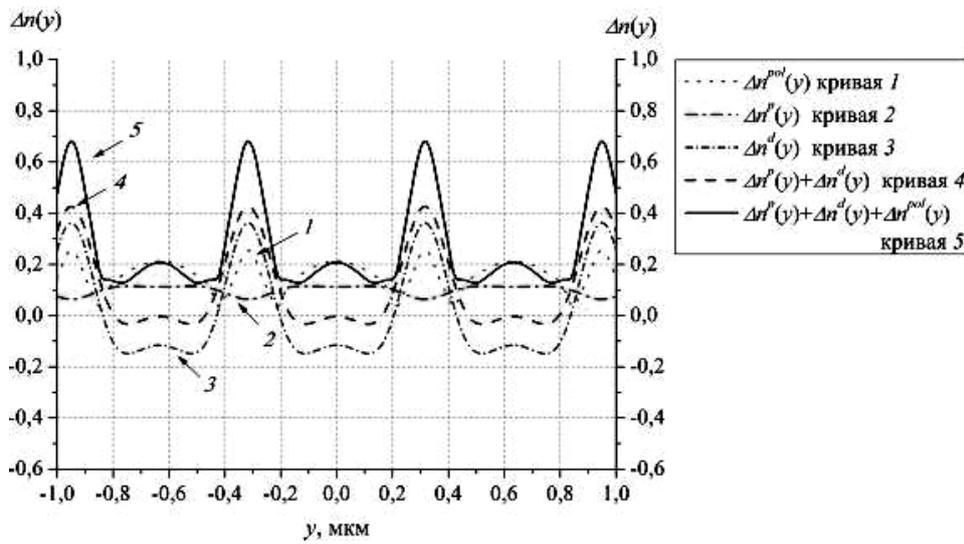
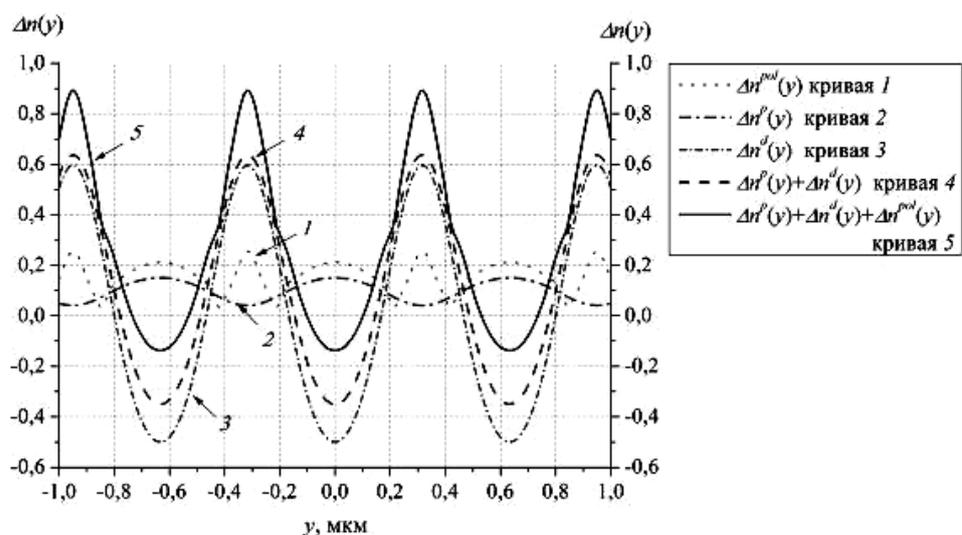


Рис. 4. Диффузионный механизм записи: а, в – амплитуды гармоник $\Delta \epsilon_i^d$, $b(z) = 0,5$ и $b(z) = 5$; б, г – модуляция показателя преломления $\Delta n^d(\mathbf{r}, t)$, $b(z) = 0,5$ и $b(z) = 5$



а
Рис. 5 (начало)



б

Рис. 5 (окончание). Модуляция показателя преломления ФПМ-ЖК, обусловленная двумя механизмами записи: $a - b(z) = 0,5$; $b - b(z) = 5$

Анализ рис. 5 показывает, что, во-первых, при больших значениях параметра $b(z)$ в формировании ГДС преобладает диффузионный процесс (см. рис. 5, б), что вытекает из определения $b(z)$ и объясняется более высокой скоростью диффузии компонент ФПМ-ЖК в сравнении со скоростью фотополимеризации. Несколько иная картина наблюдается при $b(z) < 1$ (см. рис. 5, а), сравнимые скорости двух процессов определяют более сложный профиль показателя преломления. Во-вторых, стоит отметить, что изменение показателя преломления, обусловленное поляризационным механизмом записи, по величине сравнимо с $\Delta n^d(\mathbf{r}, t)$ и $\Delta n^p(\mathbf{r}, t)$, особенно при малых $b(z)$, а значит, данный механизм должен учитываться при моделировании и анализе записи ГДС на ФПМ-ЖК световыми пучками произвольной поляризации.

Заключение. Разработана теоретическая модель голографического формирования дифракционных структур в ФПМ-ЖК световыми пучками произвольной поляризации, показан существенный вклад поляризационного механизма записи в изменение показателя преломления образца.

В перспективе полученная модель может быть использована для анализа и моделирования дифракционных характеристик дифракционных структур, записанных несколькими пучками (фотонных кристаллов), а также для исследования дифракции света на электрически управляемых дифракционных структурах, записанных пучками произвольной поляризации.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект № 14-32-50205 мол_нр).

Литература

1. 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.

2. Довольнов Е.А. Нелинейная модель записи и считывания голографических дифракционных решеток пропускающего типа в поглощающих фотополимерах.

2. Численное моделирование и эксперимент / Е.А. Довольнов, С.Н. Шарангович // Изв. вузов. Физика. 2005. Т. 48, № 7. С. 85–92.
3. Phenomenological model of anisotropic volume hologram formation in liquid-crystal-photopolymer mixtures / R.L. Sutherland, V.P. Tondiglia, L.V. Natarajan, T.J. Bunning // J. Appl. Phys. 2004. Vol. 96, № 2. P. 951–965.
4. Bowley C.C. Diffusion kinetics of formation of holographic polymer-dispersed liquid crystal display materials / C.C. Bowley, G.P. Crawford // Appl. Phys. Lett. 2000. Vol. 76, № 16. P. 2235–2237.
5. Sutherland R.L. Polarization and switching properties of holographic polymer-dispersed liquid-crystal grating. I. Theoretical model // JOSA B. 2002. Vol. 19, № 12. P. 2995–3003.
6. Electro-optic properties of switchable gratings made of polymer and nematic liquid-crystal slices / A. d'Alessandro, R. Asquini, C. Gizzi et al. // Optics Letters. 2004. Vol. 29, № 12. P. 1405–1407.
7. Ноздревых Б.Ф. Векторная модель дифракции света на электрически управляемых неоднородных дифракционных структурах в фотополимеризующихся жидкокристаллических композиционных материалах / Б.Ф. Ноздревых, С.В. Устюжанин, С.Н. Шарангович // Доклады ТУСУРа. 2007. № 2(16). С. 192–197.
8. Ноздревых Б.Ф. Дифракционные характеристики пропускающих неоднородных фотонных структур в фотополимеризующихся жидкокристаллических композиционных материалах / Б.Ф. Ноздревых, С.В. Устюжанин, С.Н. Шарангович // Доклады ТУСУРа. 2010. № 1(21), ч. 2. С. 109–117.
9. Семкин А.О. Дифракционные характеристики ФПМ-ЖК фотонных структур при воздействии знакопеременного электрического поля / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Изв. РАН. Сер. физическая. 2013. Т. 77, №12. С. 1722–1725.
10. Семкин А.О. Взаимодействие световых пучков с голографическими фотонными ФПМ-ЖК-структурами при неоднородном управляющем электрическом поле / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Изв. вузов. Физика. 2013. Т. 56, № 9/2. С. 21–24.
11. Семкин А.О. Дифракционные характеристики фотонных ФПМ-ЖК структур при сложной дискретной пространственной неоднородности управляющего поля / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Доклады ТУСУРа. 2014. № 1(31). С. 136–140.
12. Semkin A.O. Holographic formation of the polarization gratings in PDLC under light-induced absorption / A.O. Semkin, S.N. Sharangovich // Proceedings of APCOM 2014. P. 9–12.
13. Поляризационные голографические решетки в жидкокристаллических композитах / Г.М. Жаркова, А.П. Петров, С.А. Стрельцов, В.М. Хачатурян // Вестник НГУ. Сер. Физика. 2012. Т. 7, №2. С. 5–14.
14. Zel'dovich B.Ya. Theory of optically induced Freedericksz transition (OFT) / B.Ya. Zel'dovich, N.V. Tabiryan // Sov. Phys. JETP. 1982. Vol. 55, №4. P. 656–666.
15. Dovolnov E.A. Analysis of dynamics of holographic grating formation with inharmonic spatial distribution in photopolymer + liquid crystal compounds / E.A. Dovolnov, S.N. Sharangovich // Proc. Of SPIE. 2005. Vol. 6023. P. 602301-1–602301-8.

УДК 621.31

АВТОМАТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ УСТАНОВКОЙ

К.В. Аржанов

Приведены результаты разработки фотоэлектрической энергетической установки с автоматическим слежением за Солнцем, содержащей двухкоординатный шаговый электропривод, обеспечивающий минимизацию потребления энергии электроприводами при наведении установки на Солнце.

Ключевые слова: солнечная батарея, фотоэлектрическая энергетическая установка, микроконтроллер, минимизация энергопотребления, автоматическое слежение за Солнцем.

Разработка высокоэффективных автономных фотоэлектрических энергетических установок (АФЭУ) определяется реализацией режима автоматического слежения солнечных батарей за Солнцем. Наведение солнечных батарей на Солнце позволяет повысить энергетическую эффективность АФЭУ на 50% [1, 2].

На рис. 1 приведена функциональная схема фотоэлектрической энергетической установки, где СБ – солнечная батарея; АБ1, АБ2 – аккумуляторные батареи; КЗАБ – контроллер заряда АБ; И – инвертор; М1, М2 – шаговые двигатели; Р1, Р2 – редукторы; ДШД1, ДШД2 – драйверы управления шаговыми двигателями; ДПС1, ДПС2 – датчики положения Солнца; КНС – контроллер наведения на Солнце; КВ1–КВ4 – конечные выключатели. В установке используются инвертор с синусоидальным выходом типа TS 1500-224 и два последовательно соединенных аккумулятора типа TUDOR T12V 155FT. Контроллер наведения на Солнце состоит из микроконтроллера STM32-F103, преобразователя постоянного напряжения, пяти операционных усилителей, микросхемы, обеспечивающей связь по протоколу RS 485 с внешним компьютером через конвертор (I-7561). Микроконтроллер выдает на вход драйверов шагового двигателя (DM356M) сигналы управления ШД.

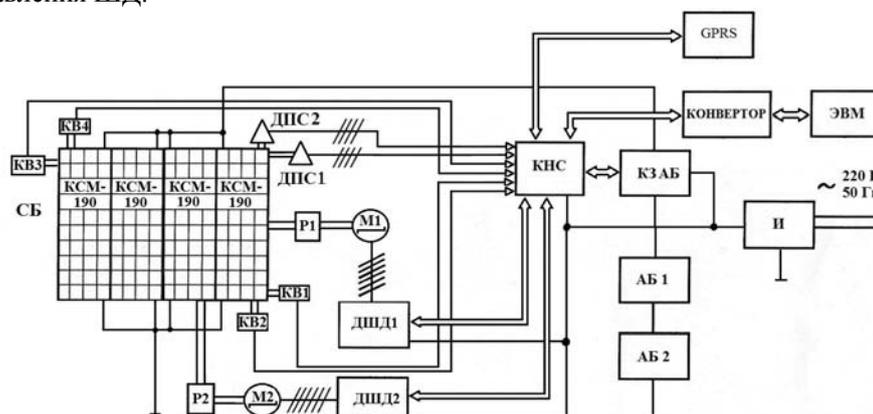


Рис. 1. Функциональная схема ФЭУ

Наведение рамы на Солнце осуществляется при помощи шаговых приводов. Необходимость перемещения рамы оценивается с помощью фотоэлектрического датчика положения Солнца [3]. Если правый и левый фотоэлементы датчика выдают одинаковый ток, то перемещать раму с СБ не требуется, а если есть отличие, то необходимо перемещение в таком направлении, чтобы скомпенсировать эту разницу по току. Если три фотоэлемента у датчика показывают одинаковый ток, то фотодатчик (и соответственно СБ) находится в тени, и перемещение рамы производить не требуется. Если тыловой фотоэлемент выдает самый большой ток, то Солнце светит с обратной стороны рамы, и необходимо развернуть раму в направлении Солнца. Перемещения происходят дискретно через 1–3 град по обеим координатам, пока не выровняются сигналы в противоположных гранях в фотодатчике. Погрешность между сигналами тока в противоположных гранях фотоэлементов датчика, при которой необходимо проводить перемещение по координатам, составляет 5 % от средней величины токов в обеих противоположных гранях датчика положения Солнца (эта величина может устанавливаться в контроллере).

Для уменьшения рывков и качаний при перемещении рамы с СБ в программном обеспечении контроллера заложен режим позиционирования, т.е. в электроприводе идет ограничение по скорости и ускорению при перемещении рамы с СБ от одного положения к другому. При этом реализован несимметричный специальный режим разгона, движения и торможения [4, 5], показанный на рис. 2.

Несимметричный режим позиционирования совмещен с нелинейным заданием амплитуды тока ШД, т.е. амплитуда тока ШД меняется во время движения. Это необходимо делать для минимизации потребляемого тока ШД. При пуске ШД с механизмом необходимо преодолеть нелинейный момент сухого трения. В этом режиме целесообразно увеличить амплитуду тока ШД (пусковой ток увеличить до 1,5 кратного от номинального тока), после преодоления начального момента сухого трения можно снизить амплитуду тока ШД (рабочий ток уменьшить до 0,75 от номинального тока). Это позволяет исключить сбой при пуске ШД и в целом уменьшить потребление тока двигателем во время микроцикла наведения. Увеличенный пусковой ток в ШД целесообразно делать в режиме позиционирования при положительном значении ускорения.

Для обеспечения точного наведения СБ на Солнце при действии большой ветровой нагрузки (20 м/с и более) предложен алгоритм, реализующий увеличение амплитуды тока ШД при перемещении на три градуса при наведении. Принцип заключается в определении сбоя в ШД при действии большого момента нагрузки от ветра. Осуществляется это путем измерения ошибки по току ($I_a - I_b$) в наклонных гранях БДПС и определения, уменьшалась ли эта ошибка в течение

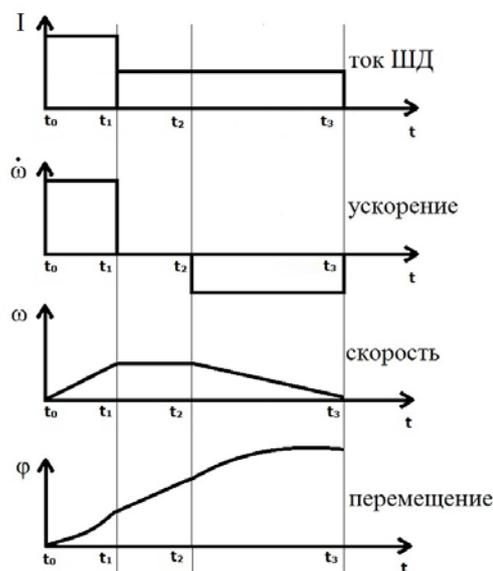


Рис. 2. Диаграмма режима позиционирования

10 с (это время отработки заданного перемещения на 3°). Если ошибка по току ($I_a - I_b$) за 10 с не уменьшилась, это означает, что действует большой момент ветровой нагрузки или выключился ДШД по каким-либо причинам. Необходимо опросить ДШД. Если он исправен – это означает, что действует большой момент ветровой нагрузки. При этом необходимо увеличить в два раза амплитуду задания тока в ДШД на время перемещения рамы с СБ. Если ветровая нагрузка падает, то ошибка по току в противоположных гранях БДПС уменьшится менее чем за 10 с и в ДШД выставляется номинальный ток ШД.

Полученные результаты экспериментальных исследований на установке АФЭУ показали следующее: слежение механической рамы с СБ за Солнцем целесообразно проводить непрерывно-дискретно (с дискретностью в 3 градуса, как по азимуту, так и по углу места), исходя из требований обеспечения заданной точности наведения на Солнце и минимального потребления электрической энергии шаговыми электроприводами; при завершении микроцикла наведения рамы с СБ на Солнце необходимо выключать драйверы ШД, чтобы исключить потребление энергии ШД; при перемещении механической рамы с СБ необходимо организовывать режим позиционирования, при этом целесообразно проводить перемещение с максимальной скоростью вращения ШД на уровне 4000 Гц, с введением ограничения по ускорению и торможению на уровне 3000 шаг./с². Это позволяет существенно сократить потребление электрической энергии шаговыми электроприводами при наведении АФЭУ на Солнце.

Литература

1. Шиняков Ю.А., Шурыгин Ю.А., Аржанов В.В. и др. Повышение энергетической эффективности автономных фотоэлектрических энергетических установок // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2011. № 2 (24), ч. 1. С. 282–287.
2. Солнечное фотоэлектрическое устройство: пат. № 128781 U1 Рос. Федерация. № 2012153448; заявл. 11.12.12; опубл. 27.05.2013. Бюл. № 15; ил.
3. Датчик положения Солнца: пат. № 135126 U1 Рос. Федерация. № 2013117198; заявл. 15.04.2013; опубл. 27.11.2013. Бюл. № 33; ил.
4. Аржанов В.В., Шурыгин Ю.А., Шиняков Ю.А., Аржанов К.В. Минимизация энергопотребления электроприводами в фотоэлектрической энергетической установке // Изв. Том. политехн. ун-та. 2013. Т. 322, №4. С. 146–150.
5. 24. Аржанов В.В., Аржанов К.В., Данилишин Д.Г. Программное обеспечение двухкоординатной системы наведения солнечных батарей на Солнце. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2014616456. Дата поступления 29.04.2014. Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ 24.06.2014.

УДК 51-74:621

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКИ ОДНОФАЗНЫХ КОРРЕКТОРОВ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

А.И. Андриянов, А.А. Малаханов, И.Ю. Бутарев

Выявлены особенности нелинейных динамических свойств корректоров коэффициента мощности на основе непосредственного повышающего преобразователя вблизи первой бифуркационной границы при изменении входного

напряжения. На основе полученных результатов возможен научно обоснованный подход как к выбору параметров системы управления, так и к построению специфических алгоритмов управления, обеспечивающих проектный режим.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, нелинейная динамика, проектный динамический режим, коэффициент мощности.

Активные корректоры коэффициента мощности (ККМ) [1] нашли широкое применение в составе современных источников электропитания. Основной задачей ККМ является формирование синусоидального потребляемого от сети тока, совпадающего по фазе с сетевым напряжением, что позволяет исключить потребление реактивной мощности, а также мощности искажений, негативно влияющей на потребителей, подключенных к той же сети.

ККМ представляют собой замкнутые системы автоматического управления, имеющие в своем составе как контур тока, так и контур напряжения. Наилучшее качество потребляемого из сети тока обеспечивают ККМ на основе повышающего преобразователя, работающего в режиме непрерывных токов [1].

Практика показывает, что при работе активных ККМ возможно возникновение неprojektных динамических режимов, что сопровождается значительным снижением коэффициента мощности на входе и ростом искажений напряжения сети, к которой они подключены [2]. Определение коэффициента мощности дано в [1]. Исключение неprojektных режимов может быть выполнено как с использованием параметрического синтеза, так и с помощью структурного синтеза.

В настоящее время подавляющее большинство работ посвящено исследованию нелинейной динамики преобразователей постоянного напряжения, например [2]. Основным отличием ККМ от указанного класса систем является наличие внешнего периодического воздействия с частотой сети, что и определяет период повторяемости динамических процессов в подобных системах по аналогии с однофазным инвертором с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией [3].

ККМ на основе повышающего преобразователя являются объектом исследования целого ряда работ [4–7]. Основной их чертой является исследование физических явлений в рассматриваемых системах, зачастую базирующихся лишь на использовании метода установления, что ограничивает возможности бифуркационного анализа таких систем.

Также не сформированы и четкие требования к проектному динамическому режиму в однофазных ККМ. Данные требования будут отличаться от требований к проектным динамическим режимам преобразователей постоянного напряжения. Проводя аналогию с существующими работами в области нелинейной динамики устройств силовой электроники, под проектным режимом предварительно будем понимать режим, когда частота повторяемости процессов в корректоре коэффициента мощности равна частоте входного напряжения (так называемый 1-цикл) [3]. В дальнейшем это определение будет уточнено для ККМ.

Основные задачи работы

1. Исследование нелинейной динамики ККМ вблизи первой бифуркационной границы с целью постановки задач управления нелинейной динамикой.
2. Исследование особенностей эволюции проектного режима при изменении входного напряжения ККМ.
3. Оценка влияния входного напряжения на коэффициент мощности.
4. Формирование требований к проектному режиму однофазных ККМ.

Функциональная схема однофазного ККМ представлена на рис. 1. Приняты следующие обозначения элементов схемы: R – активное сопротивление дросселя, L – индуктивность дросселя; C – емкость конденсатора; R_H – сопротивление нагрузки; U_m – амплитуда входного напряжения; U_{3H} – задание на напряжение; U_{3T} – задание на ток; U_H – импульсы управления силовым ключом; $U_{ошн}$ – ошибка по напряжению; $U_{ошт}$ – ошибка по току; U_{yH} – сигнал управления напряжением; U_{yT} – сигнал управления током; R_H – сопротивление нагрузки; U_p – развертывающее напряжение; α_1 – коэффициент усиления пропорционального регулятора напряжения; α_2 – коэффициент усиления пропорционального регулятора тока; β_1 – масштабный коэффициент цепи обратной связи по напряжению; β_2 – масштабный коэффициент цепи обратной связи по току; β_3 – коэффициент датчика выходного напряжения выпрямителя; ГРН – генератор развертывающего (пилообразного) напряжения; U – умножитель; VD – силовой диод; VT – силовой транзистор; B – мостовой выпрямитель.

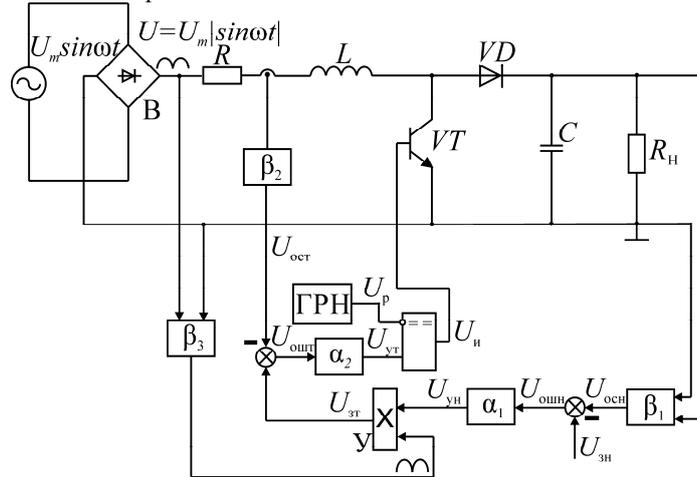


Рис. 1. Функциональная схема однофазного ККМ

Исследование нелинейной динамики ККМ проводилось с использованием универсальной математической модели преобразователей напряжения и специализированных алгоритмов, рассмотренных в [8]. Для этого универсальная модель должна быть адаптирована к решению поставленной задачи. В работе [4] рассматривалась частная математическая модель ККМ, и адаптация обобщенной модели происходила на ее основе.

Обобщенная математическая модель в форме стробоскопического отображения для систем с внешним периодическим воздействием с кратностью квантования q :

$$\mathbf{X}_p = \prod_{i=1}^q \mathbf{N}_i^{n_k}(\mathbf{z}_i^a) \mathbf{X}_{p-1} + \sum_{j=1}^{q-1} \left[\prod_{l=j+1}^q \mathbf{N}_l^{n_k}(\mathbf{z}_l^a) \left\{ \mathbf{K}_j^{n_k}(\mathbf{z}_j^a) + \mathbf{L}_j^{n_k}(\mathbf{z}_j^a) \right\} \right] + \mathbf{K}_q^{n_k}(\mathbf{z}_q^a) + \mathbf{L}_q^{n_k}(\mathbf{z}_q^a), \quad (1)$$

где p – номер итерации отображения системы с внешним периодическим воздействием; $\mathbf{z}_k^a = \{z_{k0}, z_{k1}, \dots, z_{knk}\}$, $n_k = 2, 3, 4, \dots$ – число коммутаций на k -м тактовом интервале (в данном случае $n_k = 4$); $\mathbf{N}_i^j(\mathbf{z}_i^a)$, $\mathbf{K}_i^j(\mathbf{z}_i^a)$ – некоторые функции [8]; \mathbf{X}_p – вектор переменных состояния в конце p -й итерации отображения, а \mathbf{X}_{p-1} – в конце. Под кратностью квантования q понимается отношение частоты широтно-

импульсной модуляции $f_{кв}$ к частоте входного напряжения $f = \omega/2\pi$ [1]. Определение стробоскопического отображения дано в [2].

В рамках обобщенной модели, адаптированной для ККМ, рассматриваются следующие моменты коммутаций, происходящих на тактовом интервале, характерных для базовых схем преобразователей постоянного напряжения [8]:

- момент коммутации $z_{k0} = 0$ – начало тактового интервала;
- момент коммутации z_{k1} связан с коммутацией силового транзистора;
- момент коммутации z_{k2} связан с коммутацией силового диода;
- момент коммутации $z_{k3} = 1$ – конец тактового интервала.

Моменты коммутации на тактовом интервале в относительном времени находятся по выражению

$$z_{kn} \rightarrow \xi_{kn}(\mathbf{X}_{tkn-1}, z_{kn}) = 0, \quad (2)$$

при $n = 1, 2, \dots, n_k - 1$, где $\xi_{kn}(\mathbf{X}_{tkn-1}, z_{kn})$ – функции, определяющие гиперповерхности разрыва в фазовом пространстве на тактовом интервале, связанные с n -й коммутацией. Здесь \mathbf{X}_{tkn-1} – вектор фазовых переменных в $(n-1)$ -й момент коммутации на k -м тактовом интервале.

В ходе расчетов выбран следующий набор параметров: $U_m = 311$ В, кратность квантования $q = 40$, $R_n = 150$ Ом, частота квантования $f_{кв} = 40$ кГц, $R = 1$ Ом, $L = 0,8$ мГн, $C = 25$ мкФ, $U_p = 10$ В, $U_{зн} = 7$ В, $\alpha_1 = 50$, $\alpha_2 = 0,5$, $\beta_1 = 0,015$, $\beta_2 = 1$, $\beta_3 = 0,0015$, коэффициент мощности не менее $K_{Mmin} = 0,85$.

Были получены различные бифуркационные диаграммы (например, рис. 2) и проведен их анализ. Вследствие большого объема полученных результатов в данной статье они не будут приведены.

Заключение. Проведенный бифуркационный анализ однофазного ККМ показал достаточно сложное его поведение при изменении амплитуды входного напряжения.

Можно выделить следующие особенности нелинейных динамических свойств рассматриваемой системы:

1. Изменение входного напряжения сопровождается множеством С-бифуркаций в области моностабильности проектного 1-цикла, при этом диаграммы коэффициента мощности и бифуркационная диаграмма не имеют разрывов, а точку бифуркации можно определить, анализируя диаграмму мультипликаторов.

2. Однофазному ККМ свойственно наличие пар симметричных режимов при больших амплитудах входного напряжения, при этом коэффициент мощности в обоих режимах одинаков, а отличаются только их символьные характеристики.

3. В пространстве параметров системы возможно наличие областей мультистабильности, в которых устойчивы несколько 1-циклов, один из которых обеспечивает минимальное абсолютное отклонение коэффициента мощности.

4. Наличие областей мультистабильности не позволяет использовать стандартные методы управления нелинейной динамикой, что требует разработки специфических методов для обеспечения работы системы в проектном режиме.

Таким образом, можно сделать вывод, что под проектным динамическим режимом ККМ следует понимать режим, соответствующий 1-циклу, при котором

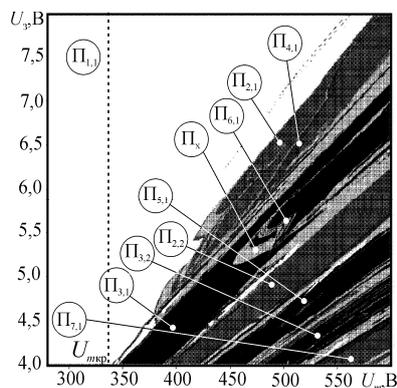


Рис. 2. Карта динамических режимов ККМ

коэффициент мощности соответствует техническому заданию (больше K_{\min}), несмотря на постоянную смену типа решения в результате С-бифуркаций при изменении входного напряжения.

При работе в области мультистабильности, когда существует несколько 1-циклов, посредством корректирующих воздействий можно обеспечить работу системы в режиме, обеспечивающем максимальное значение коэффициента мощности.

Полученные результаты могут быть использованы на этапе инженерного проектирования или создания алгоритмов управления нелинейной динамикой однофазных ККМ.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 14-08-31126).

Литература

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И. Мелешин. М.: Техносфера, 2005. 627 с.
2. Жусубалиев Ж. Т. Бифуркации и хаос в релейных и широтно-импульсных системах автоматического управления / Ж.Т. Жусубалиев, Ю.В. Колоколов. М.: Машиностроение-1, 2001. 120 с.
3. Zhusubaliyev Zh.T. Phase Synchronized Quasiperiodicity in Power Electronic Inverter Systems / Zh.T. Zhusubaliyev, E. Mosekilde, A.I. Andriyanov, V.V. Shein // Physica D: Nonlinear Phenomena. 2014/ Vol. 268. P. 14–24.
4. Андриянов А.И. Модель корректора коэффициента мощности с управлением внутри одного тактового цикла / А.И. Андриянов, А.А. Малаханов // Системы управления и информационные технологии. 2007. № 1(27). С. 108–113.
5. Tse Chi.K. Bifurcation analysis of a power-factor-correction boost converter/ Chi.K. Tse, O. Dranga, H.C. Iu Herbert // Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on. 2003. Vol. 3. P. 312–315.
6. Ren H. Low-Frequency Bifurcation Behaviors of PFC Converter / H. Ren, C. Jin, T. Ninomiya // Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on. 2005. P. 2827–2830.
7. Orabi M. Identification and Analysis of Nonlinear Phenomena in Boost PFC Converter Using Bifurcation Maps / M. Orabi, T. Ninomiya // Telecommunications Energy Conference, 2004. INTELEC 2004. 26-th Annual International. 2004. P. 705–712.
8. Андриянов А.И. Алгоритмы для бифуркационного анализа обобщенной модели преобразователей постоянного напряжения / А.И. Андриянов, Н.И. Булохов // Справочник. Инженерный журнал. 2013. № 10. С. 30–39.

УДК 621.314.2:621.382.2

ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ МНОГОФАЗНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Г.Я. Михальченко, А.В. Федотов

Рассматриваются математическая и имитационная модели замкнутой системы регулирования напряжения, выполненной из параллельно включенных ключевых преобразователей, фазы коммутации ключей которых смещены относительно друг друга. Приведены результаты моделирования и результаты работы устройства.

Ключевые слова: модульный принцип построения силовых преобразователей, многофазная импульсная модуляция, имитационный анализ режимов функционирования системы.

Несмотря на активные научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы, направленные на улучшение характеристик многофазных преобразователей, в настоящее время информация о теоретических и экспериментальных исследованиях его динамических свойств разрознена. Методология исследования нелинейной динамики с использованием бифуркационного анализа изложена в [1–3]. Функциональная схема с числом фаз $n = 2$ вместе с системой управления представлена на рис. 1. Для равномерного распределения токов используются $n+1$ регулирующих контуров: один внешний, на основе измеряемого выходного напряжения генерирующий задающее напряжение для n внутренних контуров, определяющих фазные токи. Другие возможные способы уравнивания токов подробно рассмотрены в литературе [4–6].

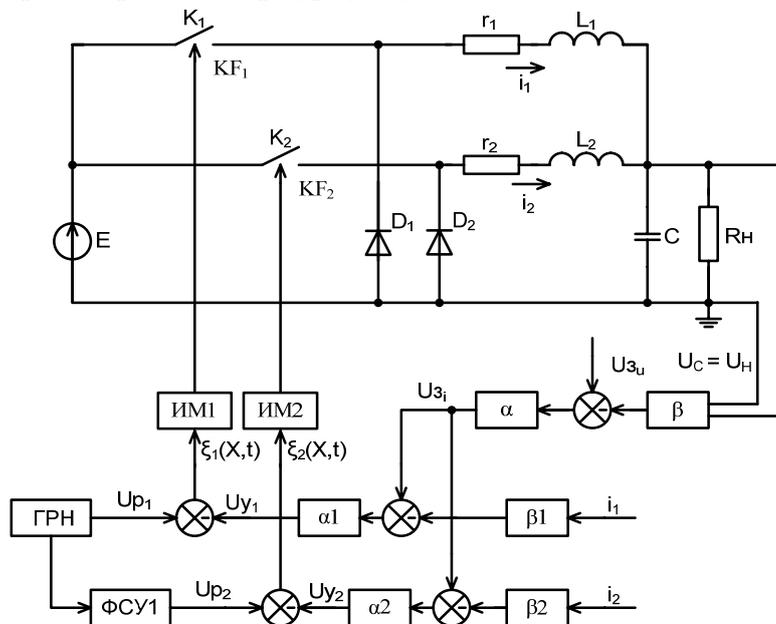


Рис. 1. Функциональная схема двухфазного понижающего преобразователя

На рис. 1 приняты следующие обозначения: E – источник входного напряжения; r_1, r_2 – сопротивления индуктивностей L_1, L_2 соответственно; i_1, i_2 – ток дросселей (выходной ток ячейки); C – емкость конденсатора на выходе структуры; R_n – сопротивление нагрузки; ИМ1, ИМ2 – импульсные модуляторы; ФСУ1 – фазосдвигающее устройство; β – коэффициент масштабирования обратной связи по напряжению; α – коэффициент усиления корректирующего устройства; β_1, β_2 – коэффициенты масштабирования токов; α_1, α_2 – коэффициенты усиления корректирующих устройств обратной связи по току; U_3 – задающее напряжение; ГРН – генератор развертывающего напряжения; U_{p1}, U_{p2} – сигналы пилообразного напряжения; U_{y1}, U_{y2} – сигналы ошибки для каждой ячейки; U_c – напряжение на конденсаторе.

Имитационная модель строилась при следующих основных допущениях:

- входной источник питания E является идеальным источником напряжения;
- широтно-импульсный модулятор выполнен на идеальных ключах без потерь и с нулевым временем переключения;
- пассивные элементы преобразователя линейны.

На рис. 2 приведена имитационная модель четырехфазного преобразователя напряжения в среде *Matlab Simulinc*, состоящего из $n = 4$ преобразовательных ячеек с контурами подчиненного регулирования по току. На силовые входы ячеек подается выпрямленное напряжение сети через фильтр $C_{in1}-L_{in}-C_{in2}$. Обратные связи по выходному напряжению и токам преобразовательных ячеек выполнены на основе пропорционально-интегральных регуляторов. Сигнал ошибки по напряжению является заданием на величину выходного тока, поэтому уровень задания на ток каждой ячейки делится на количество ячеек [7].

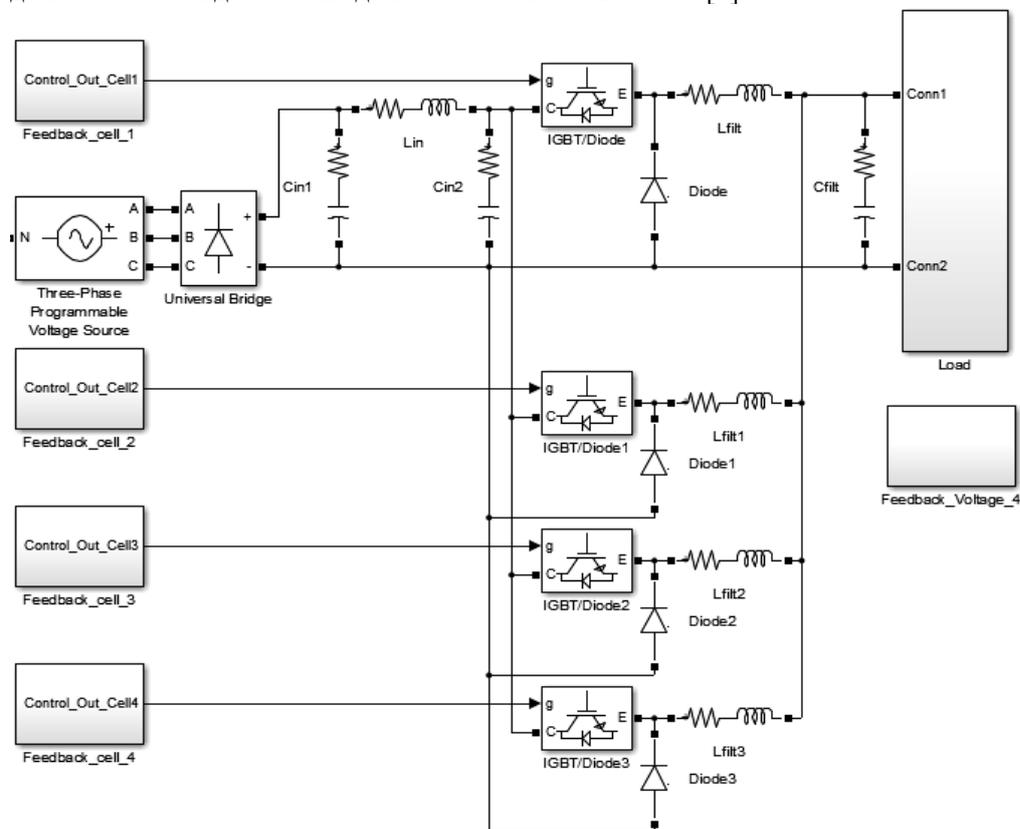


Рис. 2. Имитационная модель многофазного преобразователя

Результаты моделирования электромагнитных процессов такого преобразователя представлены на рис. 3. Для представления общей информации о динамике многофазного преобразователя на одной временной шкале приведено несколько режимов работы. На участке временной шкалы 0–0,16 с реализуется плавная развертка задающего сигнала для контура обратной связи по напряжению (плавный пуск). В интервале времени 0,16–0,3 с моделируется поведение системы в режиме холостого хода. На участке временной шкалы 0,3–0,5 с отражается работа замкнутой системы в номинальном режиме. В интервале времени 0,5–0,7 с имитируется «наброс» нагрузки для эмуляции поведения системы в режиме, близком к короткому замыканию на выходе. Наконец интервал времени 0,7–0,9 с иллюстрирует «сброс» нагрузки до номинального уровня, на котором отражена динамика выхода системы в режим стабилизации напряжения.

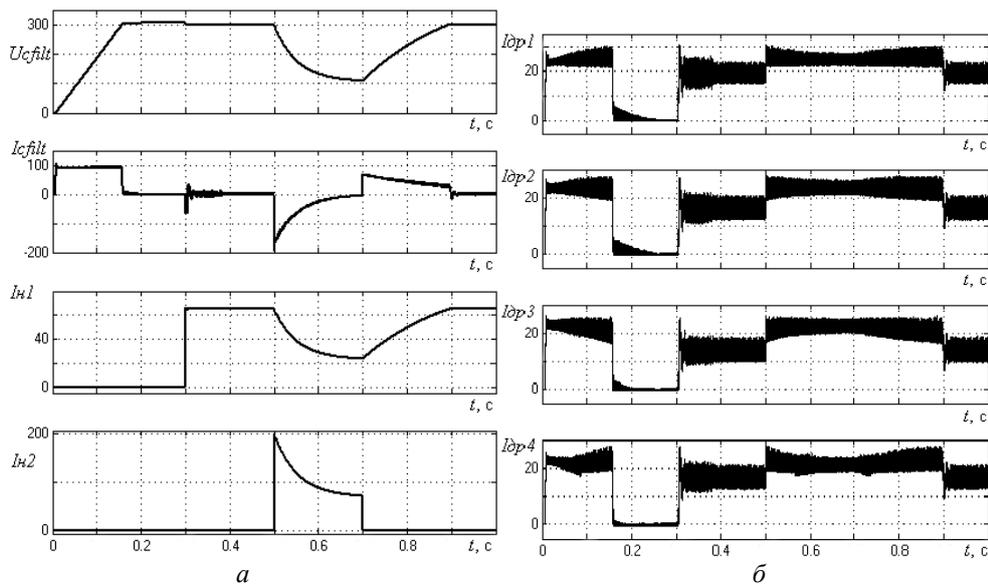


Рис. 3. Диаграммы переходных процессов: токи и напряжения на выходе стабилизатора

Можно видеть, что при выборе коэффициентов усиления пропорциональных звеньев регуляторов, лежащих внутри областей устойчивости проектного режима, характер изменения выходного напряжения в процессе плавного пуска с поддержанием тока на постоянном уровне $I_{сfilt} = 100$ А линеен и при достижении напряжения на выходе заданного значения система переходит в режим постоянства напряжения. При скачкообразном увеличении тока нагрузки от нуля до номинальной величины режим стабилизации напряжения сохраняется. Наконец, в интервале времени 0,5–0,7 с снижение сопротивления до величины, близкой к короткому замыканию, переводит систему на вертикальный участок вольт-амперной характеристики – в режим стабилизации тока, а после отключения этого режима преобразователь переходит в режим стабилизации напряжения. Характер изменения токов в каждой ячейке представлен на рис. 4, а, из которого можно видеть, что разброс токов в ячейках не превышает 10–12%. В режиме «наброса» номинальной нагрузки ($t \geq 0,3$ с) все ячейки переходят на короткое время в режим «токоограничения».

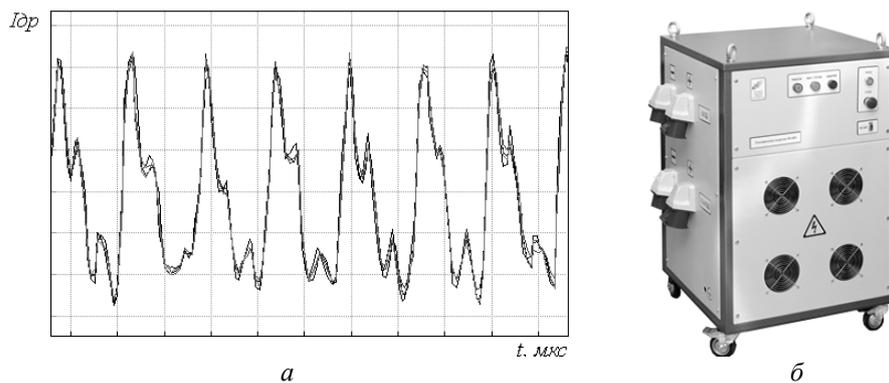


Рис. 4. Токи дросселей силовых ячеек – а; б – многофазный преобразователь мощностью 40 кВт

Экспериментальные исследования динамических режимов распределения токов в ячейках проводились на преобразователе переменного напряжения в постоянное (рис. 4, б), структурная схема которого представлена имитационной математической моделью по рис. 2 [8, 9].

Наличие фильтра емкостью 470 мкФ на входе выпрямителя не позволяет подавить пульсации с частотой 300 Гц как в напряжении на выходе ячеек, так и в потребляемом каждой ячейкой токе. Мгновенные значения потребляемых токов представлены на рис. 4, а. Можно видеть, что неравномерность распределения токов даже в таком динамичном режиме функционирования также не превышает 12%.

На рис. 5 приведены осциллограммы напряжения и тока на выходном фильтре, показанные в разных временных масштабах.

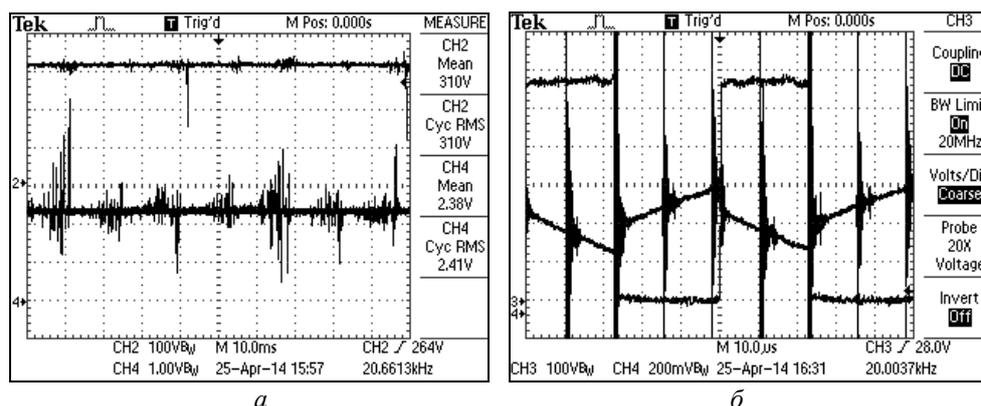


Рис. 5. Результаты работы спроектированного устройства

На рис. 5, а представлены осциллограммы выходного напряжения и тока многофазного преобразователя в режиме стабилизации напряжения на уровне 310 В (верхний луч) при токе нагрузки 60 А (нижний луч). Из графиков видно, что пульсация тока на выходе устройства составляет примерно 4 А, что составляет в среднем 7%. На рис. 5, б показано напряжение коллектор–эмиттер IGBT-транзистора (верхний луч) и ток дросселя одной ячейки (нижний луч). Разрыв тока дросселя в моменты коммутации связан с различными начальными условиями пульсирующего тока дросселя и почти непрерывного среднего тока нагрузки.

Заключение. Практические устройства, разработанные с использованием результатов численно-аналитического и имитационного моделирования динамических и электромагнитных процессов, подтверждают характеристики многофазного преобразователя, близкие к расчетным.

Литература

1. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования электрической энергии. Новосибирск: Наука, 1979. 304 с.
2. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М. Модуляционные источники питания РЭА. Томск: Радио и связь. Томское отд. 1990. 336 с.
3. Андриянов А.И., Михальченко Г.Я. Сравнительная характеристика различных видов ШИМ по топологии областей существования периодических режимов // Электричество. 2004. № 12. С. 46–54.

4. Tse C.K. Flip Bifurcation and Chaos in Three-State Boost Switching Regulators // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Theory and Applications. 1994. Vol. CAS-41, № 1, Jan. P. 16–23,
5. Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. 1992. № 8. С. 47–53.
6. Алейников О.А., Баушев В.С., Кобзев А.В., Михальченко Г.Я. Исследование локальной устойчивости периодических режимов в нелинейных импульсных системах // Электричество. 1991. № 4. С. 16–21.
7. Гаврилов А.А., Михальченко Г.Я., Михальченко С.Г. Нелинейная динамика преобразователей с многофазной импульсной модуляцией / Доклады ТУСУРа. 2009. №2(20). С. 171–178.
8. Либенко Ю.Н., Четин А.Н., Михальченко Г.Я. и др. Многофазный преобразователь напряжения (варианты). Патент РФ № 115980, 29.08.2011.
9. Михальченко С.Г. Анализ динамических режимов функционирования модульных устройств силовой электроники // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2012. № 1(1). С. 269–277.

УДК 537.52

**ИНИЦИИРОВАНИЕ ДУГОВОГО РАЗРЯДА С КАТОДНЫМ ПЯТНОМ
В ФОРВАКУУМНОМ ДИАПАЗОНЕ ДАВЛЕНИЙ
ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО РАЗРЯДА**

А.В. Казаков, А.В. Медовник, И.Ю. Бакеев

Представлены экспериментальные исследования инициирования дугового разряда с катодным пятном в форвакуумном диапазоне давлений с помощью вспомогательного разряда по поверхности. Установлено, что геометрия и материал промежутка между электродами инициирующей системы оказывают влияние на стабильность зажигания основного дугового разряда. Обнаружено, что давление рабочего газа оказывает значительное влияние на вероятность зажигания. Увеличение давления приводит к существенному снижению амплитуды поджигающего импульса, при которой наблюдается стабильное инициирование дуги. Показано влияние длительности вспомогательного разряда на вероятность зажигания дуги.

Ключевые слова: дуговой разряд, форвакуумный диапазон давлений, инициирование разряда, вспомогательный разряд.

Форвакуумные плазменные источники электронов на основе тлеющего разряда с полым катодом, функционирующие в диапазоне от единиц до десятков паскаль, позволяют осуществлять эффективную обработку диэлектрических материалов [1]. Импульсные источники, в частности, используются для поверхностной обработки и модификации поверхностных свойств керамик [2] и полимеров [3]. Стремление к дальнейшему повышению мощности электронного пучка и его плотности привело к необходимости использования в плазменных источниках дугового разряда. Большинство традиционных плазменных источников на основе дугового разряда функционируют в диапазоне давлений от 10^{-3} до 10^{-1} Па, соответственно в этих условиях свойства и особенности вакуумной дуги хорошо изучены [4, 5]. В то же время функционирование дуги с катодным пятном в форвакуумном диапазоне давлений применительно к плазменным источникам является малоизученным.

Для импульсных источников важным параметром являются стабильность зажигания основного разряда и предельное время работы инициирующей системы. Достаточно распространенным методом инициирования дугового разряда в импульсных источниках является использование систем поджига на основе вспомогательного разряда по поверхности диэлектрика [6]. В связи с этим цель настоящей работы состояла в исследовании инициирования дугового разряда с катодным пятном в форвакуумном диапазоне давлений при помощи вспомогательного разряда.

Экспериментальная установка и методика эксперимента. Исследования инициирования дугового разряда с катодным пятном проводились на макете разрядной системы плазменного источника, схема которого представлена на рис. 1.

Конструкция разрядной системы источника включает в себя медный стержневой катод 1 диаметром 5 мм, электрическая изоляция которого обеспечивается изолятором 2 , представляющим собой керамическую трубку. Анод 3 представляет собой полый медный цилиндр, диаметр и высота которого 100 и 80 мм соответственно. На противоположном от катода основании цилиндрического анода выполнено эмиссионное окно диаметром 90 мм, перекрытое мелкоструктурной сеткой из нержавеющей стали. Инициирование дугового разряда осуществлялось вспомогательным разрядом по поверхности керамики, за исключением ряда экспериментов, где в качестве разделяющего материала использовался феррит, между катодом 1 и поджигающим электродом 4 . Подача напряжения поджигающего импульса U_i осуществлялась источником питания 5 , который обеспечивал амплитуду U_i в диапазоне от 0 до 4 кВ с длительностью от 3 до 30 мкс. Коммутация вспомогательного поджигающего источника питания осуществлялась механическим ключом. Питание основного дугового разряда обеспечивалось импульсным блоком питания 6 , который представлял собой искусственную формирующую линию, обеспечивающую ток разряда $I_d = 100$ А с длительностью импульса $\tau_d = 300$ мкс, при этом собственного напряжения линии было недостаточно для самостоятельного инициирования разряда. Для снижения влияния вспомогательного и основного источников питания друг на друга в схеме были установлены диоды 7 .

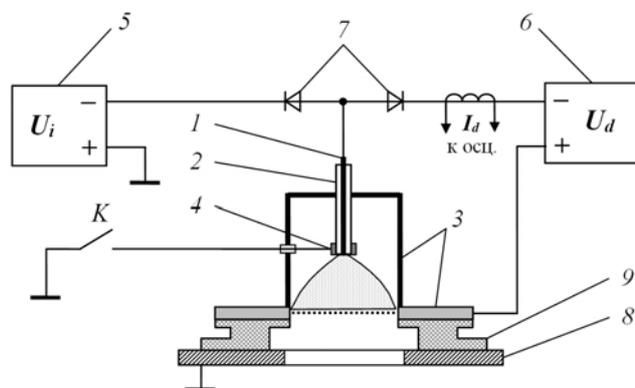


Рис. 1. Схема плазменного источника: 1 – катод; 2 – керамический изолятор; 3 – анод; 4 – поджигающий электрод; 5 – вспомогательный блок питания поджигающего импульса; 6 – блок питания дугового разряда; 7 – диоды; 8 – фланец вакуумной камеры; 9 – капролоновый изолятор

Разрядная система размещалась на фланце вакуумной камеры 8 , которая откачивалась механическим форвакуумным насосом. Давление регулировалось непосредственной подачей рабочего газа (воздуха) в камеру в диапазоне от 3 до 50 Па. Электрическая изоляция разрядной ячейки обеспечивалась капролоновым изолятором 9 . Регистрация тока дугового разряда I_d и измерение его амплитуды осуществлялись трансформатором тока (поясом Роговского) с чувствительностью 50 А/В, сигнал с которого подавался на осциллограф Tektronix TDS 2004В.

Результаты экспериментов и их обсуждение. Экспериментально установлено, что геометрия и материал промежутка между поджигающим электродом и катодом оказывают значительное влияние на стабильность зажигания дугового разряда (рис. 2). Использование алюмооксидной керамики ЦМ 332 с исходной протяженностью между электродами инициирующей системы $d_i = 2,0$ мм, соот-

ветствующей толщине изолятора, оказалось по ряду причин неподходящим для системы инициирования. Во-первых, необходимо прикладывать сравнительно большое напряжение (рис. 2, кр. 1), кроме того, при давлении 3 Па стабильного инициирования вообще не наблюдается.

Во-вторых, в процессе горения дугового разряда поверхность керамики сильно загрязняется материалом катода и его соединениями, что в конечном счете приводит к закорачиванию катода и поджигающего электрода и соответственно к выходу из строя иницирующей системы. Использование керамики, сточенной в области поджигающего электрода в виде усеченного конуса, и уменьшение протяженности между катодом и поджигающим электродом d_i до 1,5 мм позволило решить проблему, связанную с загрязнением ее поверхности, однако не позволило значительно снизить напряжение зажигания (рис. 2, кр. 2) и добиться стабильного инициирования дугового разряда при 3 Па. Дальнейшие поиски оптимальной геометрии иницирующего промежутка привели к использованию керамики, имеющей толщину стенок 0,9 мм в области поджигающего электрода.

Такая геометрия позволила значительно снизить амплитуду напряжения поджигающего импульса (рис. 2, кр. 3), кроме того, снизилось загрязнение поверхности керамики, так как основная часть продуктов горения дуги стала оседать непосредственно на поджигающем электроде. Переход к использованию феррита в качестве материала, разделяющего катод и поджигающий электрод, позволило еще больше снизить амплитуду поджигающего импульса (рис. 2, кр. 4), что, очевидно, связано с проводимостью данного материала, о чем также свидетельствует увеличение вероятности зажигания η дугового разряда при использовании феррита с большей проводимостью (рис. 2, кр. 5). При этом выхода из строя иницирующей системы не наблюдается, так как феррит имеет значительное удельное сопротивление ρ порядка десятков Ом·м. Однако несмотря на ряд достоинств, феррит имеет существенные недостатки, которые затрудняют его технологическое использование для инициирования дуги. Главным недостатком феррита является сильная эрозия при пробое по его поверхности, что значительно снижает ресурс его использования, кроме того, феррит достаточно хрупкий материал, что также ограничивает его использование в вакуумных системах. Таким образом, наиболее оптимальным материалом является техническая алюмооксидная керамика, которая обладает достаточной механической прочностью, слабо поддается эрозии и распылению, а необходимая стабильность зажигания дуги добывается подбором геометрии.

Экспериментально обнаружено, что давление рабочего газа оказывает значительное влияние на иницирование дугового разряда: так, при использовании керамики с $d_i = 0,9$ мм увеличение давления с 3 до 15 Па позволяет снизить амплитуду напряжения поджигающего импульса U_i в 2,3 раза (рис. 2, б). Аналогичный эффект наблюдается и при использовании феррита (рис. 3, а), для него при таком же изменении давления амплитуда прикладываемого напряжения уменьшается в 2,1 раза. Влияние давления, вероятно, связано с процессами, протекающими в так называемой «тройной» точке, где граничат металл, вакуум и материал, разделяющий катод и поджигающий электрод.

Кроме того, в модели, представленной в работе [7], в процессе пробоя промежутка важную роль играет десорбция газовых молекул с поверхности диэлектрика с последующей их ионизацией. При форвакуумных давлениях концентрация частиц на порядок выше, и соответственно ионизационные процессы рожают большее количество заряженных частиц, что способствует развитию пробоя.

Кроме того, на вероятность зажигания дуги заметное влияние оказывает длительность поджигающего импульса (рис. 3, б).

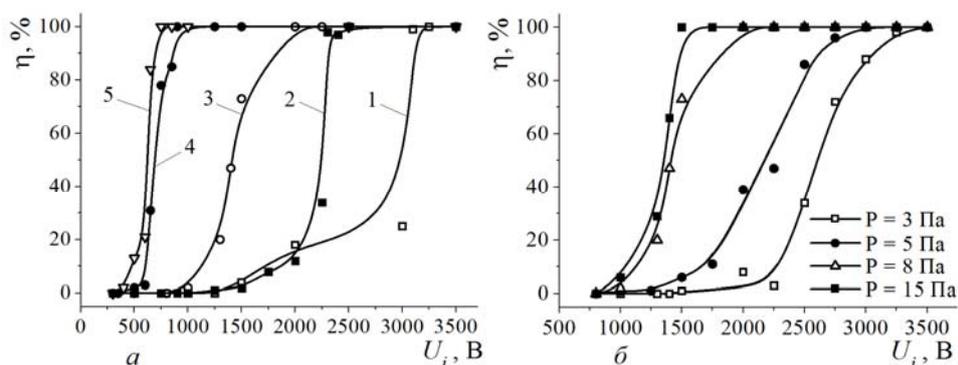


Рис. 2. Зависимость вероятности инициирования дугового разряда η от амплитуды поджигающего импульса U_i : а – при различной геометрии и материале промежутка ($P = 8$ Па, $\tau_i = 30$ мкс); б – для керамики с $d_i = 0,9$ мм при различном давлении ($\tau_i = 30$ мкс): 1 – керамика с $d_i = 2,0$ мм; 2 – керамика с $d_i = 1,5$ мм; 3 – керамика с $d_i = 0,9$ мм; 4 – феррит № 1; 5 – феррит № 2 ($\rho_1 > \rho_2$)

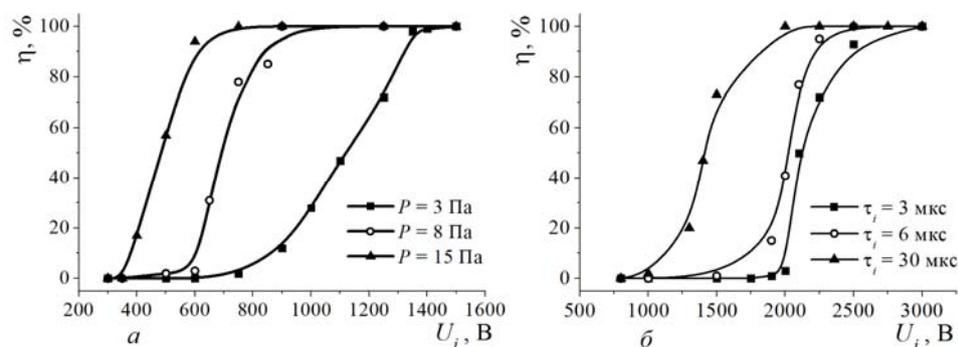


Рис. 3. Зависимость вероятности инициирования дугового разряда η от амплитуды поджигающего импульса U_i : а – для феррита при различном давлении ($\tau_i = 30$ мкс); б – для керамики при различной длительности поджигающего импульса τ_i ($P = 8$ Па)

Заключение. Исследованы различные конструкции инициирующего промежутка, найдены оптимальная геометрия и материал, которые обеспечили стабильное зажигание дугового разряда. Обнаружено значительное влияние давления рабочего газа на вероятность инициирования дуги в форвакууме. Увеличение давления способствует существенному снижению амплитуды напряжения поджигающего импульса, при которой происходит стабильное инициирование разряда. Кроме того, на вероятность зажигания дуги заметное влияние оказывает длительность инициирующего импульса.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 14-08-31075_мол_а.

Литература

1. Бурдовин В.А. О возможности электронно-лучевой обработки диэлектриков плазменным источником электронов в форвакуумной области давлений / В.А. Бурдовин, А.С. Климов, Е.М. Окс // Письма в Журнал технической физики. 2009. Т. 35, № 11. С. 61–66.

2. 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.
3. Модификация поверхности полимерных материалов импульсным электронным пучком / А.В. Казаков, А.С. Климов, А.С. Смаилов и др. // Доклады ТУСУРа. 2013. №4 (30). С. 75–78.
4. Кобайн Дж. Вакуумные дуги / пер. с англ. / Дж. Кобайн, Г. Эккер. М.: Мир, 1982. 432 с.
5. Месяц Г.А. Эктоны. Ч. 2. Екатеринбург: УИФ «Наука», 1994. 249 с.
6. Boxman R.L. Triggering mechanisms in triggered vacuum gaps // IEEE Trans. Electron Devices. 1977. Vol. 24, № 2. P. 122–128.
7. Anderson R.A. Mechanism of pulsed surface flashover involving electron-stimulated desorption / R.A. Anderson, J.P. Brainard // Journal of Applied Physics. 1980. Vol. 51, № 3. P. 1414–1421.

УДК 621.38:533.9

ГЕНЕРАЦИЯ ИОНОВ МЕТАЛЛОВ В ПУЧКОВОЙ ПЛАЗМЕ ФОРВАКУУМНЫМ ЭЛЕКТРОННЫМ ИСТОЧНИКОМ

А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков, Д.Б. Золотухин

Изучена возможность генерации ионов металлов в плазме, создаваемой пучком форвакуумного электронного источника. Ионы металла генерировались при его испарении из нагреваемого электронным пучком тигля с последующей ударной ионизацией пучком атомов испаренного металла. Приведены результаты исследования состава газометаллической плазмы с помощью модифицированного квадрупольного масс-спектрометра RGA-100.

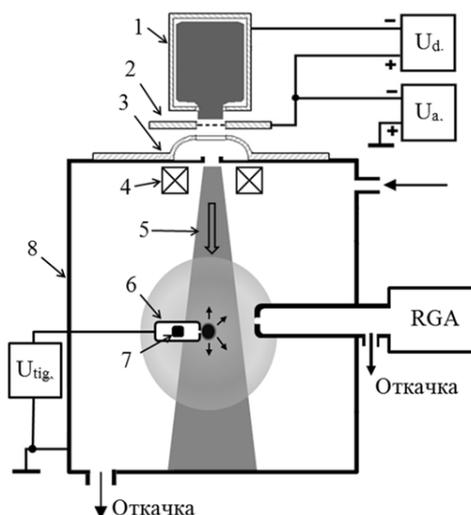
Ключевые слова: плазменный источник электронов, пучковая плазма, ионы металлов, стабильные изотопы, квадрупольный масс-спектрометр, форвакуумный диапазон давления.

Форвакуумные источники электронов [1] находят применение в современных технологиях обработки поверхности различных материалов [2], а также сварки деталей [3]. Особенностью таких источников является способность генерации пучка в форвакуумном диапазоне давлений (1–100 Па). При этом в области транспортировки пучка образуется плотная газовая плазма, которая может быть использована, например, для нейтрализации поверхностного заряда при обработке поверхности керамики [4] или стерилизации от микроорганизмов [5]. В настоящей работе представлены исследования возможности получения пучковой плазмы металлов в форвакууме.

Методика эксперимента. Генерация плазмы осуществлялась в вакуумной камере объемом 0,04 м³, изготовленной из нержавеющей стали, вакуум в которой обеспечивался безмасляным спиральным насосом со скоростью откачки 1000 л/мин. В качестве рабочего газа использовался воздух. Во всех экспериментах рабочее давление поддерживалось на уровне 2,5 Па. Формирование газовой плазмы (рис. 1) осуществлялось при распространении ускоренного до энергий 3–6 кэВ электронного пучка 5, генерируемого форвакуумным электронным источником [6] (электроды 1–4), принцип работы и конструкция которого подробно представлены в [7]. Источник закреплялся на верхнем фланце вакуумной камеры.

Часть поперечного сечения пучка электронов попадала на танталовый тигель *б* в виде полого тонкостенного цилиндра с выходным отверстием диаметром 1 мм в одном из торцов. В полость тигля помещался фрагмент металла, который являлся источником паров металлов. Тигель нагревался электронным пучком, металл внутри плавился и испарялся в объем камеры через отверстие в тигле, а пары металла, выходящие из отверстия, ионизировались электронами пучка. Для измерения состава плазмы использовался модифицированный квадрупольный масс-спектрометр RGA-100, входное отверстие которого находилось на расстоянии 6 см от выходного отверстия тигля. Входное отверстие спектрометра и выходное отверстие тигля были смещены относительно друг друга по оси на 1 см для предотвращения прямого попадания потока нейтральных атомов металла из тигля в анализатор.

Рис. 1. Схема эксперимента:
 1 – полый катод; 2 – анод с перфорированным электродом;
 3 – ускоряющий электрод;
 4 – фокусирующая система;
 5 – пучок электронов; 6 – тигель;
 7 – фрагмент расплавляемого металла;
 8 – вакуумная камера



При ускоряющем напряжении 6 кВ ток пучка составлял порядка 100 мА, таким образом, плотность мощности в пучке составляла порядка 60 Вт/см^2 . Этого было достаточно для плавления и испарения легкоплавких магния и цинка и для последующей ионизации испаренных атомов пучком. Формируемый поток ионов направлялся в анализатор за счет разности потенциалов между тиглем и спектрометром при приложении между ними разности потенциала U_{tig} порядка 30 В.

Результаты экспериментов и их обсуждение. Примеры полученных спектров ионов цинка представлены на рис. 2. Обращает на себя внимание факт, что сигнал спектрометра для ионов металла превалирует над сигналом ионов газа.

Это означает, что по крайней мере в условиях эксперимента, на расстоянии 6 см от выходного отверстия тигля концентрация ионов испаряемого металла в плазме пучка выше, чем концентрация ионов газа. Таким образом, предложенный в работе метод генерации ионов металла позволяет получить поток ионов металла, достаточный для применения в технологиях.

Следует отметить, что выбор легкоплавких материалов в настоящей работе определялся ее демонстрационным характером. Мощность электронного пучка достаточна для плавления и тугоплавких материалов. В этом случае метод может быть применен для получения плазмы тяжелых, в том числе и радиоактивных, элементов с целью осуществления, например, плазмохимических процессов.

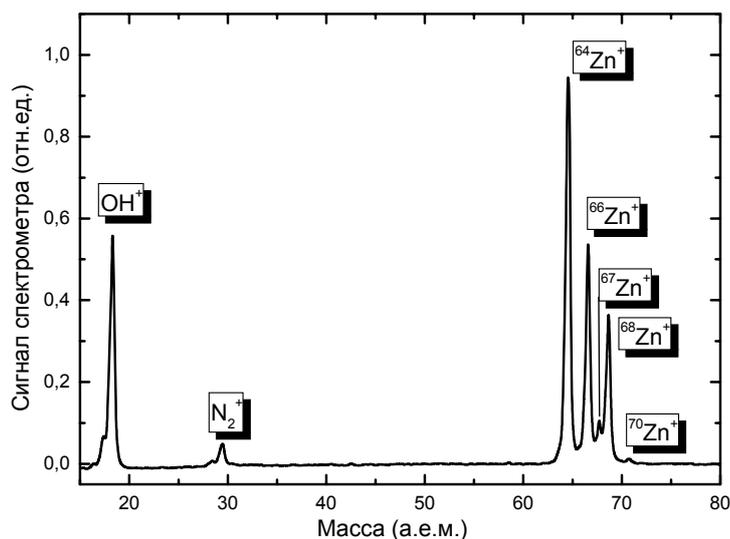


Рис. 2. Масс-зарядовый спектр ионов цинка

Заключение. Продемонстрирован метод генерации ионов металлов электронным пучком посредством нагрева, испарения и ионизации паров металлов самим электронным пучком в воздухе в форвакуумном диапазоне давлений. Метод может найти применение для нанесения тонких металлических пленок или осуществления плазмохимических соединений металлов в пучковой плазме.

Литература

1. Юшков Ю.Г., Бурдовицин В.А., Медовник А.В., Окс Е.М. Форвакуумный плазменный источник импульсных электронных пучков // Приборы и техника эксперимента. 2011. №2. С. 85–88.
2. Бурдовицин В.А., Окс Е.М., Скробов Е.В., Юшков Ю.Г. Модификация поверхности керамики импульсным электронным пучком, генерируемым форвакуумным плазменным источником // Перспективные материалы. 2011. № 6. С. 1–6.
3. Медовник А.В., Бурдовицин В.А., Климов А.С., Окс Е.М. Электронно-лучевая обработка керамики // Физика и химия обработки материалов. 2010. № 3. С. 39–44.
4. Бурдовицин В.А., Медовник А.В., Окс Е.М. и др. Потенциал диэлектрической мишени при ее облучении импульсным электронным пучком в форвакуумной области давлений // Журнал технической физики. 2012. Т. 82, № 10. С. 103–108.
5. Золотухин Д.Б. Параметры плазмы, создаваемой электронным пучком в форвакууме / Д.Б. Золотухин, А.С. Климов, А.А. Зенин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники». 2013. Т. 30, №4, ч. 4. С. 79–82.
6. Бурдовицин В.А., Гореев А. К., Климов А.С. и др. Расширение рабочего диапазона форвакуумных плазменных источников электронов в область более высоких давлений // Журнал технической физики. 2012. Т. 82, вып. 8. С. 62–66.
7. Окс Е.М., Бурачевский Ю.А., Бурдовицин В.А., Гришков А.А., Зенин А.А., Климов А.С. Особенности формирования сфокусированного пучка электронов форвакуумным плазменным источником при повышенных давлениях // Успехи прикладной физики. 2013. Т. 1, №1. С. 60–64.

СТЕРИЛИЗАЦИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОСУДА С ПРИМЕНЕНИЕМ ФОРВАКУУМНОГО ПЛАЗМЕННОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОНОВ

Д.Б. Золотухин

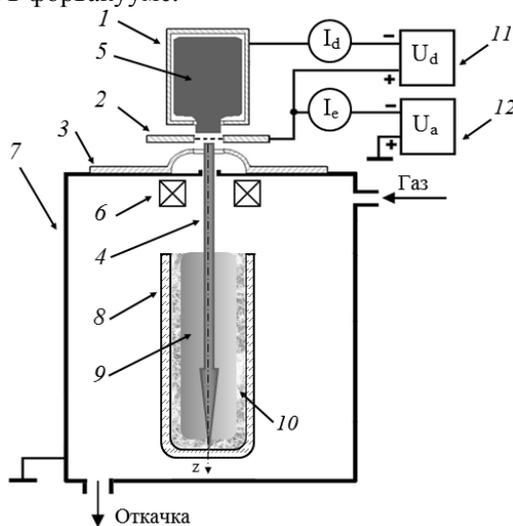
Описан эксперимент по инъекции электронного пучка с энергией до 10 кэВ в диэлектрический сосуд, на внутреннюю поверхность которого была нанесена популяция бактерий кишечной палочки. Электронный пучок создавал внутри сосуда пучковую плазму в форвакуумном диапазоне давлений. Показана возможность стерилизации внутренней поверхности сосуда после нескольких сеансов облучения.

Ключевые слова: стерилизация, электронный пучок, пучковая плазма, форвакуумный диапазон давлений, плазменный источник электронов, внутренняя поверхность сосуда.

Проблема стерилизации сосудов имеет огромное значение в фармацевтической, пищевой, химической промышленности и медицине и требует от соответствующих технологий высокого бактерицидного эффекта, надежности и производительности. Помимо традиционных методов стерилизации (нагрев, воздействие химических веществ), активно развиваются технологии стерилизации ускоренными до высоких энергий (200–300 кэВ) пучками электронов [1], которые могут проникать как внутрь стерилизуемого объекта [2], так и уничтожать патогенные организмы на поверхности сосудов [3]. В существующих электронно-лучевых технологиях стерилизации применяется вывод высокоэнергетических пучков электронов в атмосферу, что требует организации системы биологической защиты оператора от ионизирующих излучений, а также значительно повышает требования к безопасности источников питания таких установок. Преимущества форвакуумных источников электронов [4], к которым следует отнести возможность генерации электронных пучков более низких энергий (десятки кэВ) в форвакууме (1–100 Па), а также отсутствие необходимости специальной защиты от ионизирующих излучений стимулировали исследования возможности стерилизации внутренних поверхностей диэлектрических сосудов воздействием электронного пучка и пучковой плазмы в форвакууме.

Описание эксперимента. Схема эксперимента представлена на рис. 1. Пучок формировался форвакуумным плазменным источником электронов на основе тлеющего разряда с полым катодом [4].

Рис. 1. Схема эксперимента: 1 – полый катод; 2 – анод; 3 – экстрактор; 4 – электронный пучок; 5 – плазма разряда; 6 – магнитная фокусирующая система; 7 – вакуумная камера; 8 – колба; 9 – пучковая плазма; 10 – суспензия с кишечной палочкой; 11 – источник питания разряда; 12 – источник ускоряющего напряжения



В источнике разряд зажигался между полым катодом 1 и анодом 2, ток разряда I_d устанавливался в диапазоне от 100 до 400 мА, при этом напряжение горения U_d изменялось в пределах 300–500 В. Рабочим газом служил воздух при давлении 8 Па. При подаче ускоряющего напряжения U_a от 3 до 9 кВ, приложенного между анодом 2 и ускоряющим электродом 3, плазменный источник обеспечивал генерацию непрерывного электронного пучка 4 с током I_e , равным 40–90 мА. Пучок извлекался из плазмы разряда 5 через сетку в аноде и фокусировался магнитным полем катушки 6. Изменение давления в вакуумной камере 7 осуществлялось регулированием потока воздуха, подаваемого непосредственно в камеру. Ускоренный электронный пучок инжектировался внутрь цилиндрической тонкостенной кварцевой колбы 8 с внутренним диаметром 40 мм и длиной 200 мм и создавал внутри нее пучковую плазму 9, диаметр пучка был сравним с внутренним диаметром колбы и составлял 25–30 мм. Для исследования возможности стерилизации сосуда воздействием электронного пучка и пучковой плазмы на внутреннюю поверхность кварцевой колбы была нанесена суспензия, содержащая $1,5 \cdot 10^9$ КОЕ/мл бактерий кишечной палочки штамма *E. coli* ATCC 25922. Длительность облучения колбы контролировалась секундомером. Сеанс облучения начинался с момента подачи ускоряющего напряжения $U_a = 9$ кВ на ускоряющий промежуток при фиксированных напряжении $U_d = 480$ В и токе разряда $I_d = 350$ мА и заканчивался с выключением ускоряющего напряжения. Ток пучка I_e поддерживался равным 90 мА. В ходе эксперимента проводилось от 1 до 5 сеансов облучения, длительность каждого сеанса составляла 5 с, интервал времени между сеансами составлял 30 с. По завершении сеансов облучения колба извлекалась из камеры и отправлялась на бактериологическое исследование.

Отбор проб с поверхности колбы проводили методом смывов. Приготовление микробной взвеси и инокуляция чашек и предметных стёкол были выполнены по стандартной методике, которая заключалась в следующем. Культуру *E. coli* выращивали на простом агаре. Через сутки, с суточной культуры *E. coli* готовили смыв в физиологическом растворе по стандарту мутности 5 по Мак-Фарланду (около $1,5 \cdot 10^9$ КОЕ/мл). Полученную суспензию наносили с помощью стерильного тампона на внутреннюю поверхность колбы, затем колба помещалась в камеру и подвергалась сеансам пучково-плазменного воздействия. С облученной поверхности делали смыв в 2 мл 0,5%-го сахарного бульона с помощью стерильного тампона. Полученные смывы инкубировали при 32 °С в течение 7 сут. Каждая серия опытов сопровождалась контролем – сравнение степени прорастания смыва с посевом *E. coli*, который не подвергался пучково-плазменному воздействию.

Результаты эксперимента и их обсуждение. После двух сеансов облучения внутренней поверхности колбы электронным пучком с током $I_e = 80$ мА и энергией 3 кэВ при давлении воздуха в камере 8 Па был обнаружен интенсивный рост культуры кишечной палочки из смыва с поверхности колбы, инкубированного в течение суток. При повышении энергии пучка до 9 кэВ и сохранении остальных параметров одинаковыми рост культуры в смывах с облученной поверхности отсутствовал после 1–5 сеансов облучения. Во всех случаях контрольный посев с культурой *E. coli*, не подвергавшийся воздействию пучка, показывал активный рост. Полученные результаты свидетельствуют о существовании режимов облучения сосуда, достаточных для его стерилизации.

Работа была поддержана Фондом содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере (грант «УМНИК-2014»). Автор выражает

благодарность Марии Аркадьевне Аркиной за проведение бактериологических исследований.

Заключение. Продемонстрирована возможность стерилизации внутренней поверхности диэлектрического сосуда при его облучении электронным пучком форвакуумного плазменного источника. Результаты эксперимента свидетельствуют о необходимости дальнейшего поиска режимов пучково-плазменной стерилизации и детального выяснения механизма бактерицидного воздействия.

Литература

1. Возможность стерилизации перевязочных средств с помощью сильноточных импульсно-периодических электронных пучков прямого действия на примере раневой абсорбирующей повязки / В.В. Ростов, П.И. Алексеенко, П.В. Выходцев и др. // Сибирский медицинский журнал. 2012. Т. 27, № 1. С. 141–146.
2. Curry R.D. The Effect of High-Dose-Rate X-Rays on E. Coli O157:H7 in Ground Beef / R.D. Curry, K. Unklesbay, N. Unklesbay et al. // IEEE Transactions on Plasma Science. 2000. Т. 28, № 1. P. 122–127.
3. Sterilization of plastic containers using electron beam irradiation directed through the opening / D.A. Cleghorn, J. Dunn, S.V. Nablo // Journal of Applied Microbiology. 2002. Т. 93, № 6. P. 937–943.
4. Burdovitsin V.A., Oks E.M. Fore-vacuum plasma-cathode electron sources // Laser and particle beams. 2008. Vol. 26, Iss. 4. P. 619–635.

СОДЕРЖАНИЕ

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА

Председатель секции – Шарыгин Г.С., д.т.н., профессор, зав. каф. РТС

<i>В.А. Ахмадулина, Д.А. Каримова, Д.А. Покаместов</i> ДЕКОДЕР ВИТЕРБИ	4
<i>А.А. Пискунов, А.С. Кирпичников</i> НЕЙРОСЕТЕВАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ РЕЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА	6
<i>Н.Ю. Верещагин, С.С. Твердохлебов</i> СИСТЕМА РАСПОЗНАНИЯ ОБЪЕКТОВ ПО СИГНАЛАМ КАМЕР ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ	9
<i>С.В. Власов, М.А. Михайлова</i> ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ПРИЕМНИКА ГЛОНАСС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРАЦИИ	16
<i>И.Н. Зарецкий, А.М. Голиков</i> ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПО LABVIEW	21
<i>А.Е. Ефремова</i> СИНТЕЗАТОР УВЧ-ДИАПАЗОНА НА МИКРОСХЕМЕ ФАПЧ ADF4113	24
<i>Д.В. Ерофеев</i> ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МОРСКОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ФОНЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ	26
<i>Д.С. Есиков, П.В. Мельников</i> ИССЛЕДОВАНИЕ, ВИЗУАЛИЗАЦИИ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ СОНАРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ НА БАЗЕ ПО МАТЛАВ	32
<i>А.В. Гафарова</i> ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ АТТЕНЮАТОР	36
<i>В.А. Громов</i> ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА НА БАЗЕ АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА NATIONAL INSTRUMENTS ...	40
<i>Н.И. Кравцов, А.С. Шостак, В.П. Алексеев</i> КОНТРОЛЬ ТЕМПЕРАТУРЫ ЭЛЕМЕНТОВ ПЕЧАТНОГО УЗЛА	44
<i>А.В. Крючков, И.А. Стройкин, Д.А. Покаместов</i> ЦИФРОВОЙ ПОЛИФАЗНЫЙ КИХ-ФИЛЬТР НА БАЗЕ ПРОГРАММИРУЕМОЙ ЛОГИЧЕСКОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ (ПЛИС)	47
<i>А.В. Паращинец</i> ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ УВЧ-ДИАПАЗОНА	50
<i>Н.С. Писаренко</i> МОДЕЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ	52
<i>Д.С. Пивоваров, Н.Н. Номоконова, В.Ю. Гаврилов</i> СТРАТЕГИЯ КОНТРОЛЯ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ МЕТОДОМ КРИТИЧЕСКИХ ПИТАЮЩИХ НАПРЯЖЕНИЙ	54
<i>А.С. Подстригаев</i> ЧАСТОТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ В ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ СИГНАЛОВ РЛС	58

Е.В. Рогожников, А.С. Колдомов ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ФАКТОРОВ, ВЛИЯЮЩИХ НА РАБОТУ АНАЛОГОВОЙ КОМПЕНСАЦИИ ПОЛНОДУПЛЕКСНОЙ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ	62
О.Г. Соловьев, А.В. Левашов, А.П. Игнатьев ПРИЕМНИК НАНОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ КУ-ДИАПАЗОНА	67
А.К. Сумекенова, В.А. Кологривов ИССЛЕДОВАНИЕ ВОС-МОДУЛЯЦИИ	72
И.М. Троцкий МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ ДИАПАЗОНА 6–12 ГГц	75
Е.Э. Тыдыков ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМОЙ X-SAR ЕВРОПЕЙСКОГО КОСМИЧЕСКОГО АГЕНТСТВА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ	78
А.Ю. Попков, С.С. Лубенцов РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ ДЛЯ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТА «УСТРОЙСТВО ВВОДА ИНФОРМАЦИИ В ОПТИЧЕСКУЮ СИСТЕМУ»	83

Секция 3

НАНОЭЛЕКТРОНИКА СВЧ

Председатель секции – Бабак Л.И., д.т.н., профессор каф. КСУП

К.А. Алексеев GaAs МИС ЦИФРОВОГО АТТЕНУАТОРА ДИАПАЗОНА 1–10 ГГц	86
В.В. Курикалов, А.В. Кондратенко GaAs МИС ШЕСТИРАЗЯДНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ	89
И.О. Метелкин, Н.А. Усачев, Г.В. Чуков, В.В. Елесин ВЫСОКОЧАСТОТНАЯ МОДЕЛЬ МОП КНИ-ТРАНЗИСТОРА	91
Г.Н. Назарова, А.Г. Кузнецов, В.В. Елесин ЭФФЕКТЫ ДОЗОВОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ В ИС СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ, ИЗГОТОВЛЕННЫХ ПО ТЕХНОЛОГИИ КМОП КНС	96
А.С. Сальников, Л.И. Бабак ПОСТРОЕНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ МОНОЛИТНОЙ СПИРАЛЬНОЙ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ НА ОСНОВЕ СВЧ-ИЗМЕРЕНИЙ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ	100
Н.А. Торхов, В.Г. Божков, А.В. Войсковский, Е.Г. Кириленко МОЩНЫЕ AlGaIn/GaN НЕМТ L- И S-ДИАПАЗОНОВ	104

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

Председатель секции – Троян П.Е., д.т.н., профессор, зав. каф. ФЭ

И.В. Пилипец, С.Г. Нагайчук ЭЛЕМЕНТ ПАМЯТИ МЕМРИСТОРНОГО ТИПА НА ОСНОВЕ ПЛЕНОК TiO ₂ НАНОМЕТРОВОЙ ТОЛЩИНЫ	107
Н.В. Скотников, А.В. Белоножко ЧИСЛЕННОЕ РЕШЕНИЕ УРАВНЕНИЯ ПУАССОНА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ВОЛЬТ-ФАРАДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВАРИКАПОВ	110

В.В. Скубо, И.А. Чистоедова ФОРМИРОВАНИЕ НАНОПОРИСТЫХ ОКСИДНЫХ СЛОЕВ ТАНТАЛА МЕТОДОМ АНОДИРОВАНИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ ИХ СВОЙСТВ	114
Р.А. Соколова ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛЬНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИСТОЧНИКОВ СВЕТА	118
А.А. Ватюк, Ю.С. Жидик ФОРМИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОХРОМНЫХ УСТРОЙСТВ С ЖИДКИМ ЭЛЕКТРОЛИТОМ	122
Секция 5	
АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА	
<i>Сопредседатели секции – Гошин Г.Г., д.ф.-м.н., профессор, профессор каф. СВЧиКР, Сычев А.Н., д.т.н., профессор каф. КСУП</i>	
Б.А. Беляев, С.А. Ходенков МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ФИЛЬТР С АКТИВНОЙ СРЕДОЙ	126
А.В. Убайчин О ТОЧНОСТИ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ ЯВЛЕНИЙ С ПЕРЕХОДНЫМИ ПРОЦЕССАМИ	129
А.Г. Андреев, А.А. Ерохин, Ю.П. Саломатов, П.В. Штро ФОРМИРОВАНИЕ «НУЛЕЙ» В ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ АР	132
Д.А. Булычев, А.В. Фатеев ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ БЕЗЭХОВОЙ КАМЕРЫ	136
И.Ю. Кузьменко, И.С. Федянин, Т.Р. Муксунов, С.Э. Шипилов, В.П. Якубов СВЧ-РАДИОВИДЕНИЕ	138
Ф.А. Михеев ВЛИЯНИЕ МЕШАЮЩИХ ФАКТОРОВ, СОЗДАВАЕМЫХ НАПРАВЛЕННЫМ УСТРОЙСТВОМ, НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ	142
А.С. Мироньчев, В.П. Якубов, А.В. Клоков, С.Э. Шипилов, А.В. Горст МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПОЗИЦИОННОГО МЕТАМАТЕРИАЛА ДЛЯ РАДИОДИАПАЗОНА	146
А.В. Станковский, А.Д. Немшон, С.В. Поленга, Ю.П. Саломатов ДИСКОВАЯ АНТЕННА С ШИРОКОУГОЛЬНЫМ МЕХАНОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ	149
С.М. Стручков ПРОГРАММНЫЕ СРЕДСТВА ДЛЯ РАСЧЕТА ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОТРЕЗКА МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ .	153
А.Н. Сычев ЧИСЛЕННЫЕ КОНФОРМНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ В ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ ЭКРАНЕ	156
Г.Г. Гошин, А.А. Трубачев ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ БЛИЖНЕПОЛЕВОГО ЗОНДА НА ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ	159
А.В. Убайчин АСПЕКТЫ ПРИМЕНЕНИЯ АНТЕНН С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ В ЗАДАЧЕ ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ	163

Секция 6

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

Председатель секции – Шандаров С.М., д.ф.-м.н., профессор, зав. каф. ЭП

**С.М. Шандаров, Е.С. Худякова, В.Г. Дю, М.Г. Кистенева,
Ю.Ф. Каргин, Э.В. Поздеева**
ФОТОИНДУЦИРОВАННЫЕ ИЗМЕНЕНИЯ В СПЕКТРАХ ОПТИЧЕСКОГО
ПОГЛОЩЕНИЯ В КРИСТАЛЛАХ $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ И $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$, НАВЕДЕННЫЕ
ИМПУЛЬСНОЙ ЛАЗЕРНОЙ ЗАСВЕТКОЙ С ДЛИНОЙ ВОЛНЫ 1064 НМ 169

**Ю.В. Кулешов, А.Е. Мандель, Л.Я. Серебренников,
Е.В. Осинская, Т.М. Акылбаев, Д.К. Кажкенов**
ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВЫСОКООМНЫХ КРИСТАЛЛОВ КТР
ПО ПЕТЛЯМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ГИСТЕРЕЗИСА 173

А.С. Перин, В.М. Шандаров, В.Ю. Рябченко, А.О. Семкин
ЭФФЕКТЫ САМОИНДУЦИРОВАНИЯ ФОТОРЕФРАКТИВНЫХ
ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК В НЕЛИНЕЙНОМ ИНТЕРФЕРОМЕТРЕ
ФАБРИ-ПЕРО НА ОСНОВЕ КРИСТАЛЛА НИОБАТА ЛИТИЯ 175

А.О. Семкин, С.Н. Шарангович
ГОЛОГРАФИЧЕСКОЕ ФОРМИРОВАНИЕ НЕОДНОРОДНЫХ
ДИФРАКЦИОННЫХ СТРУКТУР В ФПМ-ЖК С УЧЕТОМ
ФОТОПОЛИМЕРИЗАЦИОННО-ДИФFUЗИОННОГО
И ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО МЕХАНИЗМОВ ЗАПИСИ 180

Секция 7

**ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА
И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

Председатель секции – Семенов В.Д., к.т.н., профессор каф. ПрЭ

К.В. Аржанов
АВТОМАТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ УСТАНОВКОЙ 190

А.И. Андриянов, А.А. Малаханов, И.Ю. Бутарев
ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКИ ОДНОФАЗНЫХ КОРРЕКТОРОВ
КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО
ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ 192

Г.Я. Михальченко, А.В. Федотов
ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ МНОГОФАЗНЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ 196

Секция 8

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции – Окс Е.М., д.т.н., профессор, зав. каф. физики

А.В. Казаков, А.В. Медовник, И.Ю. Бакеев
ИНИЦИИРОВАНИЕ ДУГОВОГО РАЗРЯДА С КАТОДНЫМ ПЯТНОМ
В ФОРВАКУУМНОМ ДИАПАЗОНЕ ДАВЛЕНИЙ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ
ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО РАЗРЯДА 202

А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков, Д.Б. Золотухин
ГЕНЕРАЦИЯ ИОНОВ МЕТАЛЛОВ В ПУЧКОВОЙ ПЛАЗМЕ
ФОРВАКУУМНЫМ ЭЛЕКТРОННЫМ ИСТОЧНИКОМ 206

Д.Б. Золотухин
СТЕРИЛИЗАЦИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОСУДА С ПРИМЕНЕНИЕМ
ФОРВАКУУМНОГО ПЛАЗМЕННОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОНОВ 209

Научное издание

**ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ**

**X Международная
научно-практическая конференция**

12–14 октября 2014 г.

Материалы докладов

В двух частях
Часть 1

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

Издательство «В-Спектр»
Подписано к печати 30.10.2014.
Формат 60×84¹/₁₆. Печать трафаретная.
Печ. л. 13,5. Усл. печ. л. 12,6.
Тираж 250 экз. Заказ 54.

Тираж отпечатан ИП Бочкаревой В.М.
ИНН/КПП 701701817754
634055, г. Томск, пр. Академический, 13/24, тел. 49-09-91.
E-mail: bvm@sibmail.com