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

ОДИННАДЦАТАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

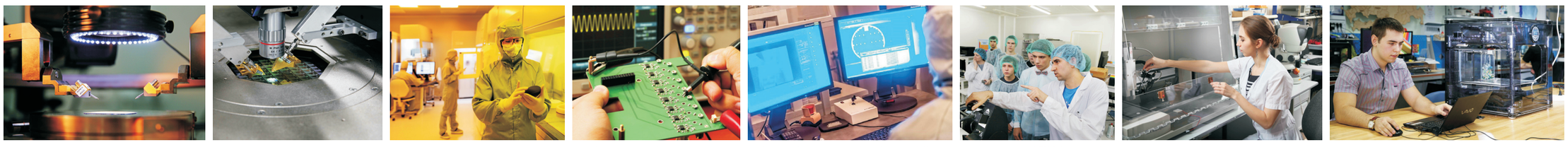
ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Материалы докладов

г. Томск
25–27 ноября 2015 г.

В двух частях

ЧАСТЬ 1



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

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

XI Международная научно-практическая конференция

25–27 ноября 2015 г.

Материалы докладов

В двух частях
Часть 1

В-Спектр
Томск – 2015

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

Э 45 **Электронные средства и системы управления**: Материалы докладов XI Международной научно-практической конференции (25–27 ноября 2015 г.): В 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2015. – 282 с.
ISBN 978-5-91191-330-4
ISBN 978-5-91191-331-1 (Ч. 1)

Сборник содержит материалы докладов, представленных на XI Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (Томск, 25–27 ноября 2015 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 № 15-07-20942

Часть статей секций 1–20 направлены для публикации в журнале «Доклады ТУСУРа»

ISBN 978-5-91191-330-4
ISBN 978-5-91191-331-1 (Ч. 1)

© ТУСУР, 2015
© Коллектив авторов, 2015

ООО «Кейсайт Текнолоджиз» Тел.: 495 797 39 00
Россия, 115054, г. Москва Факс: 495 797 39 02
Космодамианская наб., 52, стр. 3 www.keysight.ru

ГЕНЕРАЛЬНЫЙ СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – ООО «КЕЙСАЙТ ТЕКНОЛОДЖИЗ»

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

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

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

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

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

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

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

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

Генеральный директор ООО «Кейсайт Текнолоджиз»
Смирнова Галина Владимировна

СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – АО «ПКК МИЛАНДР»

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

АО «ПКК Миландр» только за последние 5 лет выполнило более 177 НИОКР в интересах предприятий радиоэлектронной промышленности. Номенклатурная линейка «Миландра» составляет более 230 типономиналов изделий (микроконтроллеры, микропроцессоры, радиочастотные микросхемы, микросхемы проводных интерфейсов, микросхемы управления питанием), которые широко используются российскими предприятиями оборонно-промышленного комплекса. Одним из конкурентных преимуществ компании является наличие собственного сборочного производства, позволяющего выполнять полный комплекс измерений параметров микросхем с последующей их установкой в металлокерамические (для спецприменений) или пластмассовые корпуса, а также Испытательного технического центра микроприборов, осуществляющего измерения, анализ и испытания микросхем. В числе постоянных заказчиков на выполнение работ по проектированию, изготовлению и поставке микроэлектронных изделий значатся российские центры проектирования, научно-исследовательские институты, приборостроительные предприятия и объединения. Компания постоянно расширяет географию и сферу научно-технического сотрудничества, заключая долгосрочные договоры с научными учреждениями России, СНГ и с зарубежными научными организациями. Поставка изделий осуществляется в адрес порядка 700 предприятий радиоэлектронной промышленности.

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

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

ROHDE&SCHWARZ
ООО «РОДЕ и ШВАРЦ РУС»
115093 Москва,
ул. Павловская, д. 7 стр. 1
495 981 3560 Т
495 981 3565 Ф
www.rohde-schwarz.ru

СПОНСОР КОНФЕРЕНЦИИ – Представительство фирмы «РОДЕ И ШВАРЦ ГМБХ И КО.КГ» (Германия), г. Москва

Rohde&Schwarz – ведущий поставщик решений в области контроля и измерений, телерадиовещания, радиомониторинга и радиопеленгации, а также систем связи.

Компания Rohde&Schwarz основана более 80 лет назад. Множество филиалов и представительств в более чем 70 странах обеспечивают оперативную профессиональную поддержку установленного оборудования. В настоящее время 9800 сотрудников во всем мире вносят свой вклад в успех компании Rohde & Schwarz.

В 1993 году в Москве состоялось официальное открытие российского представительства фирмы Rohde & Schwarz. В 2005 году начал свою работу сервисный центр, деятельность которого осуществляется на территории России и стран СНГ. Мы можем по всему миру предоставить пакет сервисных услуг, соответствующих высокому качеству наших продуктов.

Филиалы компании открыты в Санкт-Петербурге, Новосибирске, Ростове-на-Дону, Нижнем Новгороде, Екатеринбурге, Воронеже, Красноярске и Казани.

ГРУППА КОМПАНИЙ НАУЧНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Группа компаний
«Научное оборудование»
630128, Россия, г. Новосибирск,
ул. Инженерная, 4а, оф. 212

383 330 8295
495 975 9295
www.spegroup.ru

СПОНСОР ШКОЛЫ-СЕМИНАРА

«Радиотехнический факультет-65 лет. История и развитие» –

ГРУППА КОМПАНИЙ «НАУЧНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ»

Группа компаний «Научное оборудование» была образована в 1999 году. Основное направление деятельности компании – снабжение высокотехнологичным оборудованием учебных, научно-исследовательских и промышленных предприятий Сибири и Дальнего Востока России.

Мы анализируем задачи заказчика, подбираем оборудование под каждый конкретный случай, осуществляем поставку оборудования, а также оказываем технологическую и методологическую поддержку, гарантийный и послегарантийный ремонт. Некоторые наши заказчики доверяют нам полное закрытие всех потребностей своих лабораторий, и в оборудовании, и в расходных материалах.

В штате компании состоят высококвалифицированные технические специалисты с собственным опытом научной работы. Наши специалисты регулярно знакомятся с новинками оборудования, с новыми подходами в приборостроении, посещают международные выставки и обучающие семинары от производителей. Для каждой задачи заказчика мы можем предложить самое современное решение. Существующие рабочие связи со многими лабораториями СО РАН позволяют оперативно привлекать к решению задач заказчика профильных научных специалистов. Кроме того, мы сами организуем мастер-классы и семинары, на которых наши заказчики имеют уникальную возможность попробовать новейшее оборудование для решения своих задач.

У нас налажены партнерские отношения со многими ведущими мировыми производителями научного и технологического оборудования как в России, так и за рубежом. У компании есть свой инженерный департамент; в случае необходимости мы можем самостоятельно разработать решение непосредственно под задачу заказчика.

Нашими заказчиками являются все академические институты Сибирского Отделения Российской Академии Наук, многие промышленные предприятия, технологические компании, учебные заведения высшего образования Сибирского и Дальневосточного регионов.

Кроме деятельности по поставке и разработке оборудования, мы участвуем в продвижении разработок институтов СО РАН на внешний рынок, организуем совместные проекты институтов СО РАН с разными организациями по разработке конкретных технологических и наукоёмких решений.

Мы видим своей целью построение долгосрочных взаимовыгодных отношений с каждым нашим заказчиком.

СПОНСОР ШКОЛЫ-СЕМИНАРА

«Радиотехнический факультет-65 лет. История и развитие» –

ООО «ЭЛКОМ+»

История **«Элком+»** началась в Томске, где **21 декабря 1994 года Евгений Тепляков, выпускник Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), основал** компанию.

Команда **«Элком+»** начинала со строительства небольших и несложных систем радиосвязи, АСУ ТП и телекоммуникаций, пользователями которых являлись физические лица и предприятия малого бизнеса, после чего перешла к более серьезным решениям для крупных компаний и государственных структур.

К 2005 году было открыто новое направление – проектирование**.** С этого момента компания начала оказывать полный комплекс услуг по проектированию объектов связи и автоматизации.

С 2007 года «Элком+» является лицензированным разработчиком программных приложений для системы профессиональной мобильной радиосвязи производства Motorola Solutions и разрабатывает программный комплекс SmartPTT, предназначенный для организации диспетчерской радиосвязи на предприятии и автоматизации работы диспетчеров.

Решения «Элком+» для цифровой радиосвязи и автоматизации производственного процесса прошли успешные испытания в сети ОАО «Газпром» и рекомендованы к применению на объектах этого холдинга.

Помимо головного офиса в городе Томске, «Элком+» имеет офисы в других регионах России – в Москве и в Иркутске. В 2012 году с целью продвижения продуктов SmartPTT было принято решение об открытии офиса в Майами, США.

Сегодня компания «Элком+» успешно выполняет крупнейшие проекты по проектированию и системной интеграции современных систем связи и автоматизации технологических процессов, а также занимает лидирующие позиции по разработке диспетчерского программного обеспечения как в России, так и на зарубежных рынках.

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА

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

УДК 621.396.96

ЗАДАНИЕ ОТРАЖАЮЩИХ СВОЙСТВ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ ЧЕРЕЗ ПАРАМЕТРЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ШУМОВ КООРДИНАТ

В.В. Артюшенко

Рассмотрено задание отражающих свойств поверхностно распределенных объектов через параметры распределения шумов координат. Предложенный подход предполагает разбиение поверхности на фрагменты и замещение каждого из них простейшей геометрической моделью. Предложены геометрические модели, которые могут быть использованы для замещения фрагментов. Полученные результаты могут быть использованы при разработке имитаторов электромагнитных полей, отраженных распределенными объектами.
Ключевые слова: шумы координат, геометрическая модель, распределенный объект.

В настоящее время рост требований к точности решения большинства задач ближней радиолокации и точности самих радиолокационных измерителей приводит к тому, что все более актуальной становится задача моделирования отражений от распределенных объектов с учетом их шумов координат (например, земной поверхности, атмосферных неоднородностей и др.) [1, 2]. Под шумами координат (ШК) понимается следующее явление. При отражении от распределенного объекта нормаль к фазовому фронту суммарной электромагнитной волны, создаваемой на апертуре приемной антенны всеми точечными рассеивателями, совокупностью которых можно представить этот объект, указывает на положение так называемого кажущегося центра излучения (КЦИ). Поскольку число точечных рассеивателей велико, а их расположение в пространстве и величина вклада в общий отраженный сигнал являются случайными, то положение КЦИ флуктуирует случайным образом относительно некоторого значения. Эти флуктуации и носят название шумов координат (также – угловых шумов) [3, 4].

Постановка задачи. Плотность распределения вероятностей (ПРВ) мгновенного значения положения КЦИ описывается выражением [4]

$$W(\Delta\gamma)=\frac{\mu_\gamma}{2\left(1+\mu_\gamma^2\Delta\gamma^2\right)^{3/2}}, \qquad (1)$$

где $\Delta\gamma=\gamma-m_\gamma$ – мгновенное значение отклонения КЦИ по обобщенной координате γ от математического ожидания m_γ; μ_γ – параметр, определяющий «эффективную» ширину распределения.

Вполне очевидно, что для моделирования отраженных электромагнитных полей отражающие свойства поверхностно распределенных объектов целесообразно задавать через параметры ПРВ (1).

Рассмотрим возможность задания отражающих свойств через представление поверхности объекта в виде совокупности простейших геометрических моделей. При этом модели должны адекватно замещать неперекрывающиеся участки поверхности объекта. Такой подход к заданию отражающих свойств распределенных объектов хорошо согласуется с широко распространенным методом математического моделирования электромагнитных полей, основанным на использовании полигональных моделей объектов [2, 5]. Полигональная модель представляет поверхность объекта в виде конечной совокупности простейших плоских геометрических элементов (например, треугольников). При использовании рассматриваемого подхода каждый такой элемент будет замещаться геометрической моделью.

Цель работы: обосновать возможность представления двумерного распределённого объекта в виде совокупности простейших моделей.

Принцип декомпозиции. Для представления поверхности в виде совокупности моделей требуется доказать, что при адекватном моделированиистатистических характеристик ШК отдельных фрагментов достигается адекватное моделирование тех же характеристик для всего объекта в целом.

Параметры ПРВ ШК распределенного объекта (1) определяются следующими соотношениями:

$$m_\gamma = \frac{\iiint_{yxz} yF_r(y,x,z)dxdydz}{\iiint_{yxz} F_r(y,x,z)dxdydz},\ \mu_\gamma^2 = \frac{\iiint_{yxz} F_r(y,x,z)dxdydz}{\iiint_{yxz}(y-m_\gamma)^2 F_r(y,x,z)dxdydz}, \quad (2)$$

где $F_r(y,x,z)$ – функция распределения плотности интенсивности отражений от объекта [4].

Разобьем поверхность двумерного распределённого объекта на совокупность N фрагментов с площадями S_i, $i=1,2...N$. Форма и размеры фрагментов в общем случае произвольные. В таком случае, входящие в (2) составляющие можно записать как

$$\iiint_{yxz} F_r(y,x,z)dxdydz = \sum_{i=1}^{N} \iint_{S_i} F_r(y,x)dydx;$$

$$\iiint_{yxz} yF_r(y,x,z)dxdydz = \sum_{i=1}^{N} \iint_{S_i} yF_r(y,x)dydx; \quad (3)$$

$$\iiint_{yxz}(y-m_\gamma)^2 F_r(y,x,z)dxdydz = \sum_{i=1}^{N} \iint_{S_i}(y-m_\gamma)^2 F_r(y,x)dydx.$$

При адекватном моделировании ШК фрагмента поверхности выполняется равенство следующих характеристик:

$$\iint_{S_i} F_r(y,x)dydx = \iint_{S_{mi}} F_r(y,x)dydx;\ \iint_{S_i} yF_r(y,x)dydx = \iint_{S_{mi}} yF_r(y,x)dydx; \quad (4)$$

$$\iint_{S_i}(y-m_\gamma)^2 F_r(y,x)dydx = \iint_{S_{mi}}(y-m_\gamma)^2 F_r(y,x)dydx,$$

где индексом m отмечен параметр геометрической модели, а индексом i – параметр, соответствующий i-му фрагменту поверхности или его модели.

При выполнении условий (4) выражения (3) приобретают вид

$$\iiint_{yxz} F_r(y,x,z)dxdydz = \sum_{i=1}^{N} \oiint_{S_{mi}} F_{rmi}(y,x)dydx;$$

$$\iiint_{yxz} yF_r(y,x,z)dxdydz = \sum_{i=1}^{N} \oiint_{S_{mi}} yF_{rmi}(y,x)dydx;$$

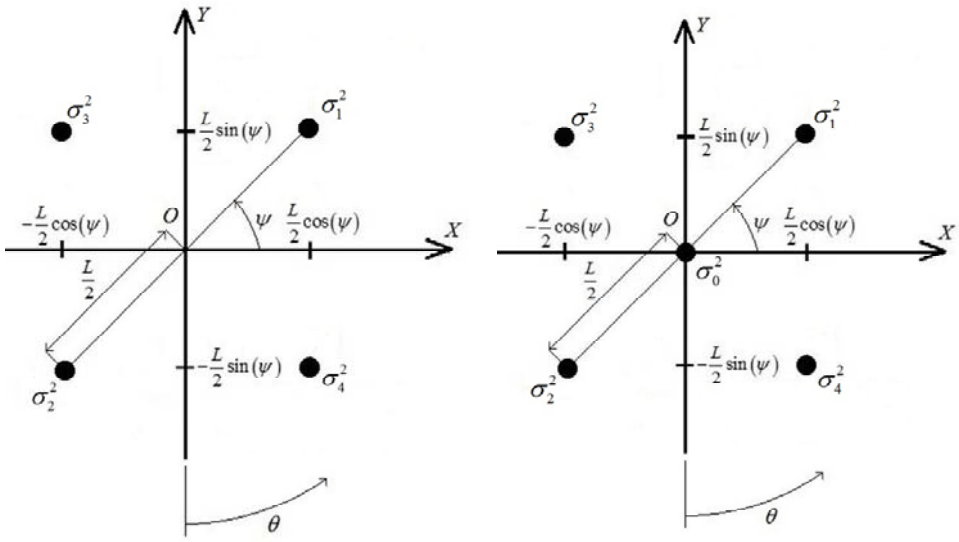
$$\iiint_{yxz} (y-m_\gamma)^2 F_r(y,x,z)dxdydz = \sum_{i=1}^{N} \oiint_{S_{mi}} (y-m_{\gamma mi})^2 F_{rmi}(y,x)dydx.$$

Таким образом, адекватное моделирование статистических характеристик ШК отдельных фрагментов поверхности гарантирует адекватное моделирование тех же характеристик для всего объекта в целом.

Геометрические модели фрагментов. Доказав возможность замещения распределенного объекта совокупностью моделей, рассмотрим некоторые простейшие пригодные для этого модели.

В литературе описан способ замещения протяженных объектов двухточечной моделью, представляющей собой два разнесенных в пространстве излучателя, к которым подводятся некоррелированные узкополосные нормальные случайные процессы [4, 6, 7]. Применение данной модели для задач имитации крайне ограничено, поскольку она не позволяет независимо устанавливать параметры распределения (1) по двум ортогональным осям. Кроме того, невозможно независимо изменять m_γ и μ_γ.

В качестве развития указанной модели рассмотрим модели, приведенные на рис. 1 (σ_i^2 – мощности сигналов излучателей, θ – угол визирования модели).



а *б*

Рис. 1. Геометрические модели двумерного отражающего объекта

Параметры ПРВ ШК, определенные по выражениям (2):

$$m_\gamma = \left(\left(\sigma_4^2 - \sigma_3^2\right) l_c(\psi+\theta) + \left(\sigma_1^2 - \sigma_2^2\right) l_c(\psi-\theta)\right) \Big/ \sigma_\Sigma^2 , \qquad (5)$$

$$\mu_\gamma^2 = \sigma_\Sigma^2 \Big/ \left[\left(\sigma_3^2+\sigma_4^2\right) l_c^2(\psi+\theta) + \left(\sigma_1^2+\sigma_2^2\right) l_c^2(\psi-\theta) - \left[\left(\sigma_4^2-\sigma_3^2\right) l_c(\psi+\theta) + \left(\sigma_1^2-\sigma_2^2\right) l_c(\psi-\theta)\right]^2 \Big/ \sigma_\Sigma^2\right],$$

где $l_c(\psi) = \frac{L}{2}\cos(\psi)$; $\sigma_\Sigma^2 = \sum_{i=1}^{N} \sigma_i^2$; $N = 4$ – для модели рис. 1, *а*; $N = 5$ – для модели рис. 1, *б*.

Подставив в выражения (5) углы, соответствующие визированию вдоль координатных осей, можно убедиться, что предложенные модели позволяют независимо управлять одноименными параметрами распределения ШК вдоль ортогональных осей. В частности, для модели рис. 1, *а* m_γ и μ_γ при визировании вдоль оси *OY* определяются суммарной мощностью сигналов пар излучателей 1–4 и 2–3 и не зависят от соотношения мощностей сигналов излучателей в этих парах. Соответствующие параметры вдоль оси *OX* определяются суммарной мощностью сигналов пар излучателей 2–4 и 1–3 и не зависят от соотношения мощностей сигналов излучателей в этих парах. Следовательно, перераспределяя мощность в парах точек 1–3 и 2–4, можно установить нужное положение КЦИ относительно оси *OY*, сохранив при этом заданное положение КЦИ относительно оси *OX*. Таким образом, модели рис. 1 снимают одно из ограничений двухточечной модели. Вместе с этим, очевидно, что при визировании вдоль одной из осей координат модель рис. 1, *а* сводится к двухточечной и, следовательно, не позволяет независимо друг от друга изменять параметры распределения (1). Модель рис. 1, *б* свободна от этого ограничения.

Предложенные на рис. 1 модели могут быть сведены к моделям с инвариантными к углу визирования свойствами. В случае равных мощностей сигналов всех излучателей σ^2 и их расположения в вершинах квадрата (при этом $\psi = \pi/4$) параметры ПРВ ШК согласно (5):

$$m_\gamma = 0 , \ \mu_\gamma^2 = \left(\frac{2}{L}\right)^2 N , \qquad (6)$$

где $N = 4$ – для модели рис. 1, *а*; $N = 5$ – для модели рис. 1, *б*.

Выражения (6) позволяют определить расстояние, на которое следует разнести излучатели, чтобы получить требуемые параметры распределения (1), которые не будут изменяться при изменении угла визирования.

В случае наличия ограничения на L (например, при разработке матричных имитаторов) модель рис. 1, *б* позволяет получить требуемые параметры ПРВ ШК путем изменения соотношения между мощностями сигналов центрального излучателя σ_0^2 и всех остальных σ^2. В случае $\sigma_0^2 \neq \sigma^2$ и при $\psi = \pi/4$ выражения (5) приобретают вид

$$m_\gamma = 0 , \ \mu_\gamma^2 = \frac{4}{L^2}\left(4 + \left(\frac{\sigma_0}{\sigma}\right)^2\right).$$

Заключение. В работе доказана возможность задания отражающих свойств двумерных распределенных объектов через параметры ПРВ ШК (1) путем представления этого объекта совокупностью простейших геометрических моделей.

Предложенный подход согласуется с известным подходом к моделированию отраженных объектами сложной геометрической формы электромагнитных полей на основе использования полигональных моделей. При этом каждый элементарный фрагмент полигональной модели сложного объекта замещается простейшей геометрической моделью.

Полученные результаты могут быть применены при синтезе математических моделей поверхностно распределенных отражающих объектов. А также при разработке имитаторов отраженных ими электромагнитных полей.

Литература

1. Тверской Г.Н. Имитаторы эхо-сигналов судовых радиолокационных станций / Г.Н. Тверской, Г.К. Терентьев, И.П. Харченко. Л.: Судостроение, 1973. 223 с.

2. Антонов К.А. Вопросы реализации имитатора входных сигналов систем ближней радиолокации для полунатурного моделирования помех от подстилающей поверхности / К.А. Антонов, В.О. Григорьев, В.Б. Сучков, М.Г. Фабричный // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2006. № 4. С. 45–59.

3. Skolnik M.I. Radar Handbook. Third edition. New York: McGraw Hill, 2008. 1352 p.

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

5. Борзов А.Б. Анализ полей рассеяния сложных радиолокационных сцен на основе полигональных моделей / А.Б. Борзов, В.Б. Сучков // Наукоемкие технологии. 2001. Т. 2, № 3. С. 13–28.

6. Никулин А.В. Малоточечная модель протяженного отражающего объекта / А.В. Никулин, А.В. Киселев, С.В. Тырыкин // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. 2015. № 4 (25). С. 78–88.

7. Артюшенко В.В. Геометрическая модель двумерных отражающих объектов / В.В. Артюшенко, А.В. Киселев // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая (ОТ). 2015. Вып. 3. С. 44–51.

УДК 621.396.96

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ШУМОВ КООРДИНАТ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ОБЪЕКТА

В.В. Артюшенко

Приводятся результаты математического моделирования одномерного и двумерного совместного распределений шумов координат геометрической модели поверхностно распределенного объекта. Полученные результаты могут быть использованы для синтеза моделей, применяемых при имитации отражений от распределенных объектов и при создании программно-аппаратных комплексов имитации электромагнитных полей, отраженных от земной поверхности, поверхности моря и др.

Ключевые слова: моделирование, шумы координат, геометрическая модель, распределенный объект.

Важным этапом при разработке и испытаниях радиолокационных измерителей является моделирование их работы в условиях воздействия отражений от

распределенных объектов (например, поверхности Земли) [1]. Как известно, в этом случае необходимо моделирование такого явления, как шумы координат (ШК) [2]. Их природа состоит в следующем. Из-за большого количества одновременно отражающих точек, образующих поверхность объекта, в точке приема нормаль к фазовому фронту отраженной волны указывает на так называемый кажущийся центр излучения (КЦИ). Положение КЦИ при этом флуктуирует случайным образом.

Статистические характеристики ШК описаны рядом отечественных и зарубежных авторов [2–4]. В частности, выражение для плотности распределения вероятностей (ПРВ) ШК распределенного объекта при визировании вдоль одной из координат имеет вид

$$W(\Delta\gamma)=\frac{\mu_\gamma}{2\left(1+\mu_\gamma^2\Delta\gamma^2\right)^{3/2}}, \qquad (1)$$

где $\Delta\gamma=\gamma-m_\gamma$ – мгновенное значение отклонения КЦИ по обобщенной координате γ от математического ожидания m_γ; μ_γ – параметр, определяющий «эффективную» ширину распределения.

В [2] получено также совместное двумерное распределение ШК по двум ортогональным координатам (x, y):

$$W(\Delta x,\Delta y)=\frac{\mu_X\mu_Y}{\pi\left(1+\mu_X^2\Delta x^2+\mu_Y^2\Delta y^2\right)^2}. \qquad (2)$$

В настоящее время для моделирования ШК распределенных объектов особый интерес представляет использование геометрических моделей. При этом объект замещается набором независимых точечных излучателей, расположенных на плоскости. В частности, достаточно широко известна двухточечная модель, представляющая собой два разнесенных в пространстве излучателя, к которым подводятся некоррелированные узкополосные случайные процессы. Это позволяет моделировать ШК с распределением (1). Однако, как показано в [5], двухточечная модель имеет ограниченное применение, поскольку не позволяет независимо управлять параметрами ПРВ ШК по двум ортогональным осям.

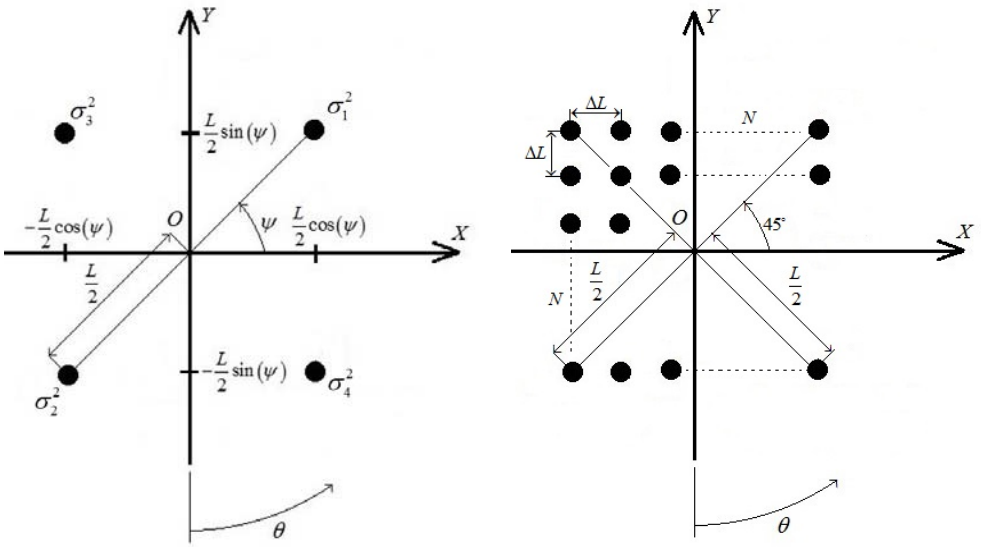
Ранее автором предложена двумерная геометрическая модель, снимающие ограничение двухточечной модели (рис. 1, σ_i^2 – мощности сигналов излучателей; θ – угол визирования модели) [5].

Цель работы: методом математического моделирования оценить достоверность воспроизведения предложенной геометрической моделью распределений (1) и (2).

Одномерное распределение ШК. Оценка статистических характеристик (1), (2) была получена на основе математического моделирования процесса обработки сигналов радиолокационной станцией методом амплитудной моноимпульсной пеленгации [6]. Указанный метод предполагает определение пеленгационного соотношения

$$f(\gamma)=\mathrm{Re}(\dot U_\Delta/\dot U_\Sigma), \qquad (3)$$

где $f(\gamma)$ – пеленгационное соотношение; γ – ошибка пеленгации; $\dot U_\Delta$ и $\dot U_\Sigma$ – комплексные сигналы соответственно разностного и суммарного каналов приема.



а *б*

Рис. 1. Четырехточечная модель поверхностно распределенного объекта – *а*; многоточечная модель – *б*

С помощью математического пакета производилось вычисление выборки отсчетов пеленгационного соотношения (3) для случая визирования реального распределенного объекта и его геометрической модели. Реальный объект моделировался совокупностью большого числа точечных излучателей, расположенных в соответствии с рис. 1, *б*. Сигнал, излучаемый каждой точкой, моделировался случайным процессом с нормальным распределением мгновенных значений и единичной мощностью. Мощности сигналов излучателей модели σ_i^2 определены в соответствии с [5], что гарантирует равенство параметров m_γ и μ_γ для модели и объекта при соответствующем угле θ. Для определения одного отсчета пеленгационного соотношения (3) необходимо произвести вычисление:

$$f_i(\gamma) = \mathrm{Re}\left(\dot{U}_{\Sigma_i} / \dot{U}_{\Delta_i}\right) = \mathrm{Re}\left(\sum_{j=1}^{N^2} F_\Sigma(\gamma_j) n_{i,j} \Big/ \sum_{j=1}^{N^2} F_\Delta(\gamma_j) n_{i,j} \right), \qquad (4)$$

где $f_i(\gamma)$, $\dot{U}_{\Sigma_i}$, $\dot{U}_{\Delta_i}$ – i-й отсчет пеленгационного соотношения, сигналов суммарного и разностного каналов приема соответственно; γ_j – положение j-й точки модели или объекта на прямой перпендикулярной линии визирования; F_Σ, F_Δ – ДНА суммарного и разностного каналов; $n_{i,j}$ – i-й отсчет сигнала, излучаемого j-й точкой модели или объекта; N = 2 – для модели рис. 1, N = 50–100 – для объекта.

Оценка плотности распределения вероятностей ШК по выборке отсчетов пеленгационного соотношения производилась алгоритмизированным гистограммным методом [7]. Пример полученных оценок ПРВ ШК приведен на рис. 2. Данная оценка ПРВ получена при замещении реального объекта моделью, состоящей из 2500 (50×50) точек. Для построения эмпирической функции плотности был

произведен расчет 100 000 отсчетов $f(\gamma)$, которые в соответствии с методом гистограмм были распределены в 316 равных интервалах группирования. Количество отсчетов, попавших в интервал, нормировалось на общее количество отсчетов и величину интервала.

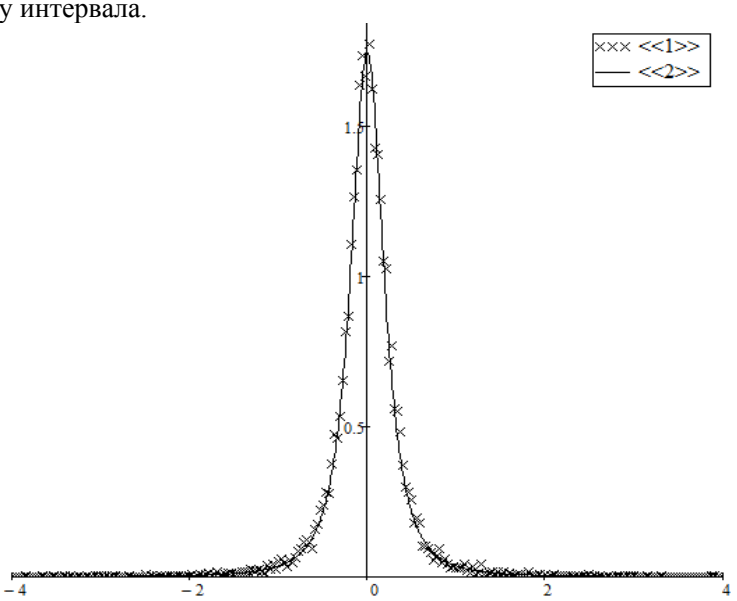
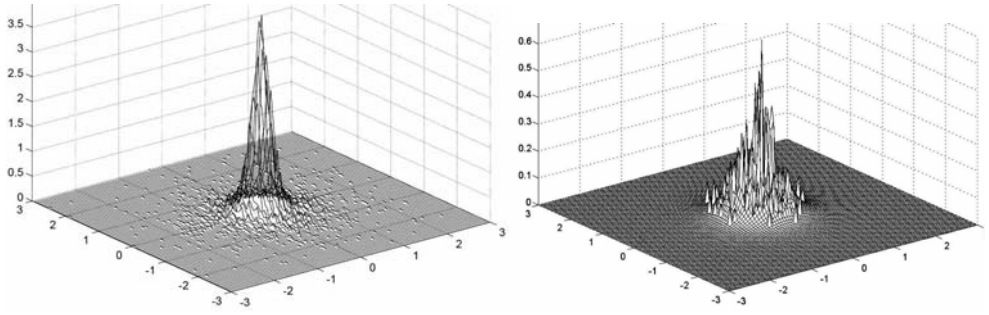


Рис. 2. Оценка одномерной ПРВ ШК: <<1>> – для модели, <<2>> – для объекта

Полученные результаты показывают, что ошибка моделирования одномерной ПРВ ШК реального объекта не превышает одного процента.

Совместное распределение ШК. Для построения оценки совместного распределения ШК проводилось аналогичное описанному выше моделирование. При этом вычислялись выборки отсчетов $f(\gamma)$ для визирования по двум ортогональным осям. Полученные отсчеты были распределены на плоскости по 10000 (100×100) элементарных площадок. Пример полученной оценки совместной ПРВ ШК для четырехточечной модели показан на рис. 3, *а*. Для построения этой оценки был произведен расчет 1000000 отсчетов $f(\gamma)$ для каждой из осей координат. Разность между совместной ПРВ ШК для модели и объекта приведена на рис. 3, *б*.



а *б*

Рис. 3. Оценка совместной ПРВ ШК четырехточечной модели – *а*;
разность между совместной ПРВ ШК модели и объекта – *б*

Полученные результаты показывают, что ошибка моделирования двумерной совместной ПРВ ШК реального объекта не превышает десяти процентов.

Заключение. Полученные в ходе исследования оценки распределений ШК четырехточечной модели показывают, что эта модель позволяет с большой достоверностью моделировать статистические характеристики ШК реального распределенного объекта.

Полученные результаты могут быть применены при синтезе моделей поверхностно распределенных отражающих объектов, используемых для имитации отраженных от них электромагнитных полей.

Литература

1. Тверской Г.Н. Имитаторы эхо-сигналов судовых радиолокационных станций / Г.Н. Тверской, Г.К. Терентьев, И.П. Харченко. Л.: Судостроение, 1973. 223с.

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

3. Делано Р. Теория мерцания цели и угловые ошибки при радиолокационном сопровождении // Вопросы радиолокационной техники. 1954. № 1. С. 108–119.

4. Губонин Н.С. Флюктуации фазового фронта волны, отраженной от сложной цели // Радиотехника и электроника. 1965. Т. 11, № 5. С. 844–852.

5. Артюшенко В.В. Геометрическая модель двумерных отражающих объектов / В.В. Артюшенко, А.В. Киселев // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая (ОТ). 2015. Вып. 3. С. 44–51.

6. Шепель В.Н. Алгоритм определения эмпирической функции плотности по выборке из генеральной совокупности // Современные информационные технологии в науке и практике: матер. VIII Всерос. науч.-практ. конф. (с международным участием). Оренбург: ИПК ГОУ ОГУ, 2009. С. 224–226.

7. Радиолокационные станции многофункциональных самолетов. Т. 1: РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2006. 656 с.

УДК 621.397.13

СИСТЕМА РАСПОЗНАНИЯ ОБЪЕКТОВ ПО СИГНАЛАМ КАМЕР ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ

Н.Ю. Верещагин

Рассмотрена система распознания объектов по сигналам камер видеонаблюдения, осуществляющая обнаружение подвижных объектов в поле зрения одиночной камеры. Разработан программный комплекс для обработки видеоизображений, получаемых с камеры видеонаблюдения, в результате работы которого на исходном изображении будут распознаваться и выделяться большеразмерные 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. Обработан-

ный 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 мы обучаем программу распознавать лица людей, это очень перспективная область, так как безопасность людей очень важна. 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 шоссейными 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 и распознавание лиц людей. Конечно же, это далеко не полный перечень проблем, которые могут быть решены путем применения телекамер; мы выделили эти задачи лишь потому, что с ними в той или иной степени пришлось 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 распознании 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 восста-

новления контуров подвижных объектов, что является нетривиальной задачей. Описываются методы и средства, при помощи которых разрабатывается программный комплекс для распознания 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.

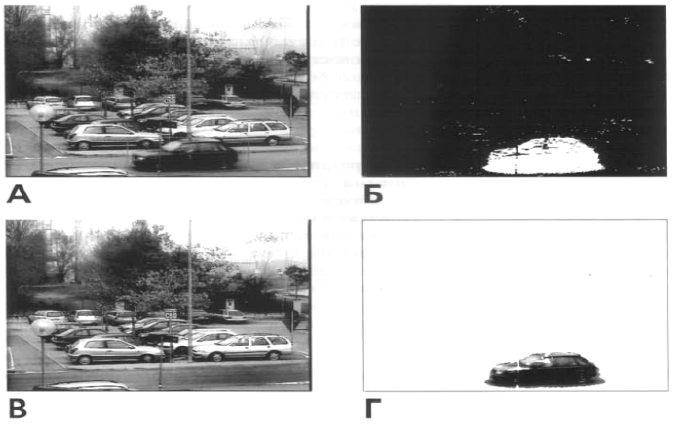


Рис. 1. Пример обработки изображения с помощью метода вычитания фона: *А* – исходное изображение; *Б* – двоичная маска; *В* – модель фона; *Г* – выделенный передний план

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).

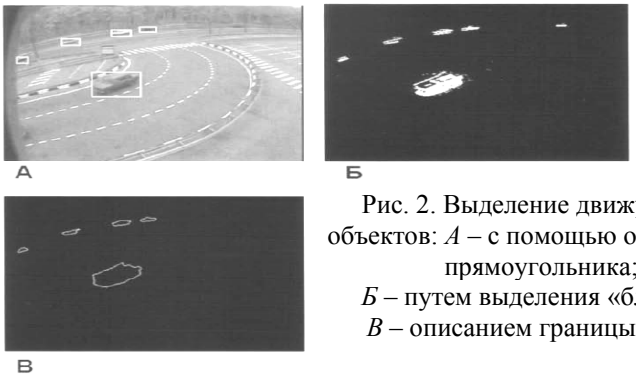


Рис. 2. Выделение движущихся объектов: *А* – с помощью описанного прямоугольника; *Б* – путем выделения «блобов»; *В* – описанием границы блобов

В первом случае говорят о выделении блоба, который задается набором координат составляющих его пикселей. Понятие блоба было введено в работах [1–4] для описания компактных структурно значимых областей, в которых цветовые и пространственные характеристики пикселей близки друг другу. Для представления блобов 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.

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.

Результаты эксперимента представлены на рис. 3.

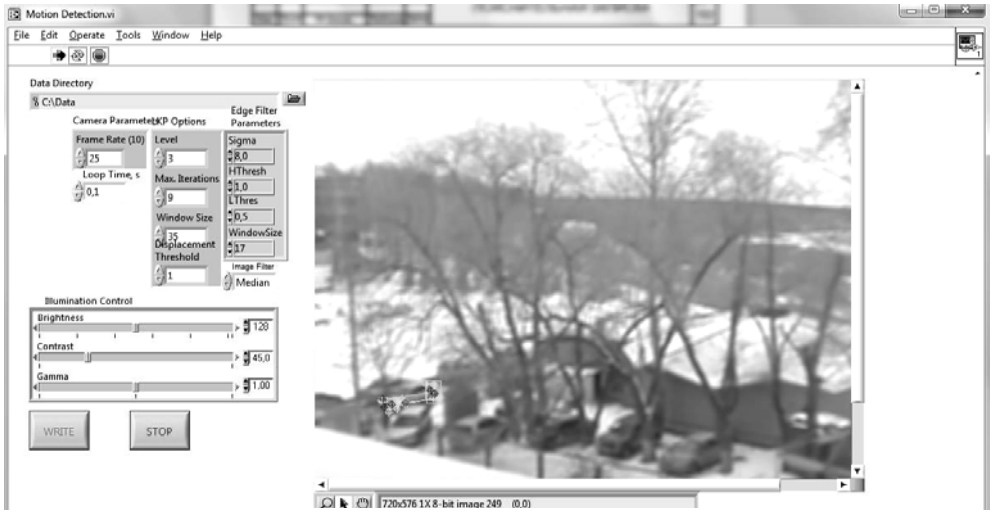


Рис. 3. Сопровождение объекта (автомобиля)

Сейчас мы имеем тестовую программу для обнаружения лиц, которая обрабатывает 2D-изображения, т.е. статичные, а мы же хотим сделать программу, которая сможет распознавать динамические изображения лиц, т.е. эти лица не будут находиться прямо перед камерой, а всего лишь какая-то их часть. Такие системы обрабатывают 3D-изображения, т.е. объемные.

Ниже представлен результат эксперимента по распознаванию лица (рис. 4).

В работе получены следующие теоретические результаты: проведен аналитический анализ методов предобработки видеоизображений; проведен аналитический анализ методов выделения переднего плана; проведен аналитический анализ методов распознания движущихся объектов; рассмотрены способы создания программ обработки сигналов, поступающих с камер видеонаблюдения; разработан программный комплекс для обработки сигналов, поступающих с камер видеонаблюдения. Обработаны фотографии лиц людей, создан шаблон для распознавания.

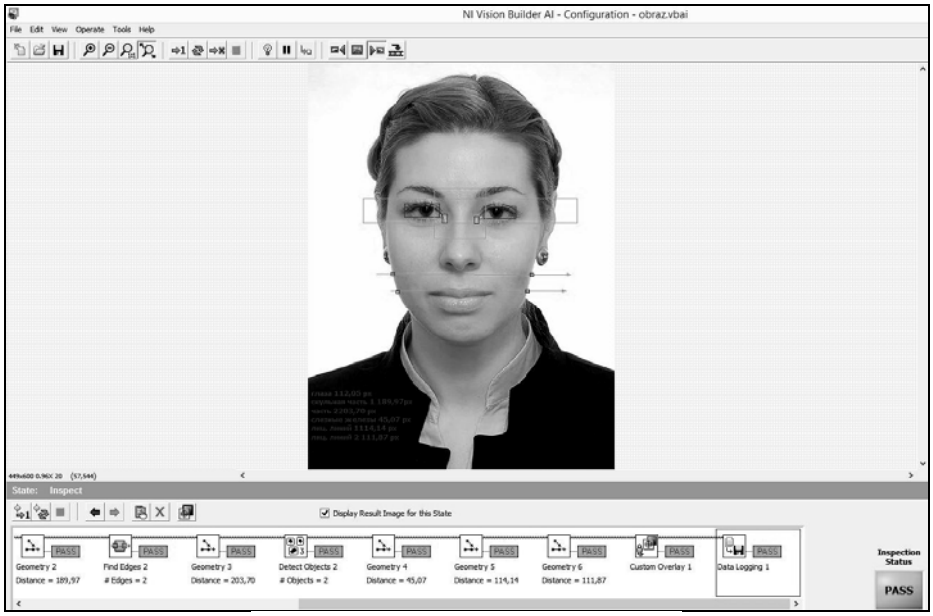


Рис. 4. Программа распознавания лиц

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 составлена 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 распознания объектов по сигналам камер видеонаблюдения: дипломный проект. Томск: ТУСУР, 2013. 160 с.

5. А.С. 1765238 СССР, МКИ2 С 22 С 37/10. Износостойкий чугун / М.И. Карпенко. (СССР). № 4870354/02; заявл. 02.11.90; опубл. 30.09.92. Бюл. № 36. 4 с.

6. Поточные шифры. Результаты зарубежной открытой криптологии [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.ssl.stu.neva.ru/psw/crypto.html, свободный (дата обращения: 24.05.2012).

УДК 621.396

СПОСОБ МНОГОКРАТНОГО ПОВЫШЕНИЯ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛА

А.С. Водянов

Рассмотрен способ повышения частоты дискретизации сигнала в 250 раз, основанный на алгоритме оптимальной интерполяции, описаны особенности применения и приведён пример реализации на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС).

Ключевые слова: интерполирующий фильтр, частота дискретизации, программируемая логическая интегральная схема, подавление сигнала.

Постановка задачи. Обработка и формирование сигналов с использованием прямого цифрового синтеза в ряде случаев сводится к решению задачи повышения частоты дискретизации (интерполяция). При этом задача тем сложнее, чем выше множитель интерполяции. В статье рассматривается решение задачи, в которой требовалось повысить частоту дискретизации сигнала, поступающего с аналого-цифрового преобразователя (АЦП) со скоростью 0,5 М выборок/с (0,5 МГц), до 125 МГц посредством программируемой логической интегральной схемы, с коэффициентом интерполяции, равным 250.

Интерполяция сигнала производится при помощи интерполирующих фильтров (ИФ). В простейшей реализации такого фильтра для повышения частоты дискретизации сигнала в N раз интерполяция проходит в два этапа [1]:

1. Пространство между отсчетами исходного сигнала (рис. 1, *а*) с частотой дискретизации fs заполняется нулевыми значениями (рис. 1, *б*). Количество нулевых значений зависит от коэффициента интерполяции N и определяется как $N - 1$.

2. Посредством фильтрации рассчитываются значения сигнала с новой частотой дискретизции, равной $fd = N*fs$ (рис. 1, *в*).

Рассмотренную схему интерполяции удобно использовать при малом коэффициенте N, так как при его увеличении возрастают требования к фильтру, а, следовательно, вычислительным ресурсам ПЛИС, что недопустимо с точки зрении реализации сложных систем обработки сигналов.

Решение данной проблемы состоит в использовании алгоритмов полиномиальной интерполяции.

Описание блока повышения частоты дискретизации. Основным принципом алгоритмов полиномиальной интерполяции является аппроксимация исходного сигнала полиномом N-й степени следующего вида:

$$f(x)=\sum_{n=0}^{N-1} a_n x^n, \qquad (1)$$

где N – порядок полинома; a_n – коэффициенты полинома; x – моменты времени, в которые находятся решения полинома [2].

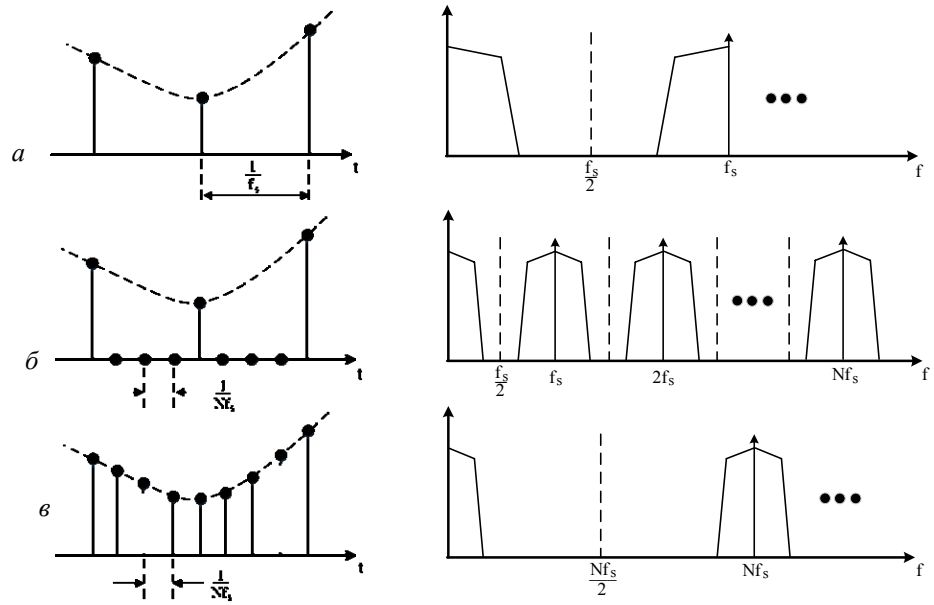


Рис. 1. Графическое представление работы интерполирующего фильтра [1]

При прохождении сигнала через интерполирующий фильтр, основанный на приведённом алгоритме, по заданному количеству отсчетов рассчитываются коэффициенты полинома, описывающие исходный сигнал. Далее на основе известного полинома определяются значения функции в моменты времени, соответствующие новой частоте дискретизации.

При выборе вида полиномиальной интерполяции руководствовались следующими критериями:

1. Уровень подавления сигнала в полосе запирания должен составлять более 60 дБ.

2. Минимальное количество операций умножения для экономии ресурсов ПЛИС.

В соответствии с поставленными требованиями на основе исследования, проведенного в работе [3], наиболее подходящим является алгоритм оптимальной интерполяции 3-го порядка по 4 точкам. Выбранный алгоритм обладает достаточным уровнем подавления сигнала в полосе запирания (65,9 дБ), но при этом требует избыточности частоты дискретизации исходного сигнала, равной двум.

На основе выбранного алгоритма интерполяции составлена структурная схема блока повышения частоты дискретизации сигнала с АЦП, приведенная на рис. 2.

На рис. 2: Д1 и Д2 – делители частоты дискретизации $F_Д$, равной 125 МГц. Д1 обеспечивает частоту тактирования, равную 1 МГц, Д2 тактирует модуль последовательного периферийного интерфейса (SPI), обеспечивающего прием и

передачу данных между АЦП и ПЛИС на частоте 0,5 МГц. Корректирующий фильтр выполняет несколько функций:

1. Интерполяцию в 2 раза для формирования избыточности.
2. Подавление сигнала в полосе запирания на 60 дБ.
3. Коррекцию АЧХ интерполирующего фильтра с целью обеспечения высокой равномерности в полосе пропускания.

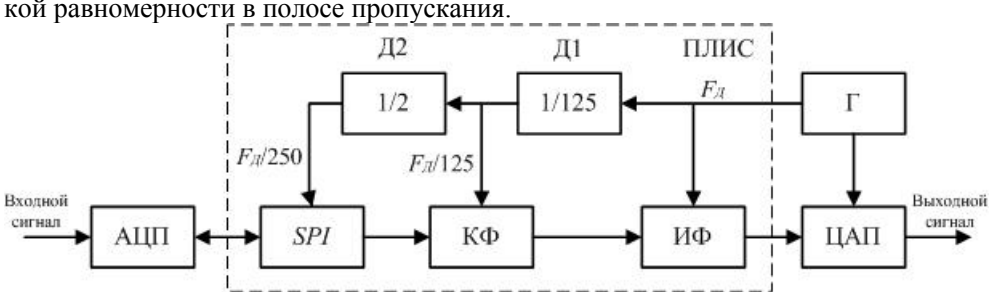


Рис. 2. Структурная схема блока повышения частоты дискретизации отсчётов АЦП: АЦП – аналогово-цифровой преобразователь; *SPI* – последовательный периферийный интерфейс (Serial Peripheral Interface); Г – генератор; Д1 и Д2 – делители частоты; ИФ – интерполирующий фильтр; КФ – корректирующий фильтр; ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь

За основу корректирующего фильтра взят полуполосный фильтр 64-го порядка с частотой среза *fd*/4. АЧХ рассматриваемого фильтра представлена на рис. 3.

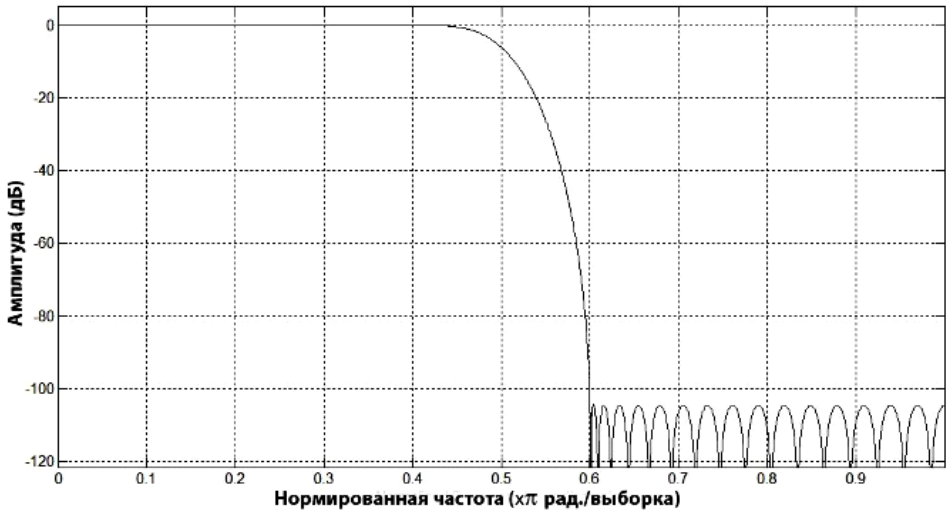


Рис. 3. АЧХ полуполосного фильтра 64-го порядка

Анализ импульсной характеристики интерполирующего фильтра (рис. 4) показал спад АЧХ в полосе пропускания на 3 дБ. Исходя из этого, необходимо ввести компенсацию спада АЧХ при помощи корректирующего фильтра. Используя быстрое преобразование Фурье и обратную свертку характеристики полуполосного и интерполирующего фильтров получим фильтр с корректирующей характеристикой, представленной на рис. 5. Полученный фильтр обладает достаточным подавлением сигнала в полосе запирания, более 80 дБ, и подъемом АЧХ в полосе пропускания для компенсации спада интерполирующего фильтра.

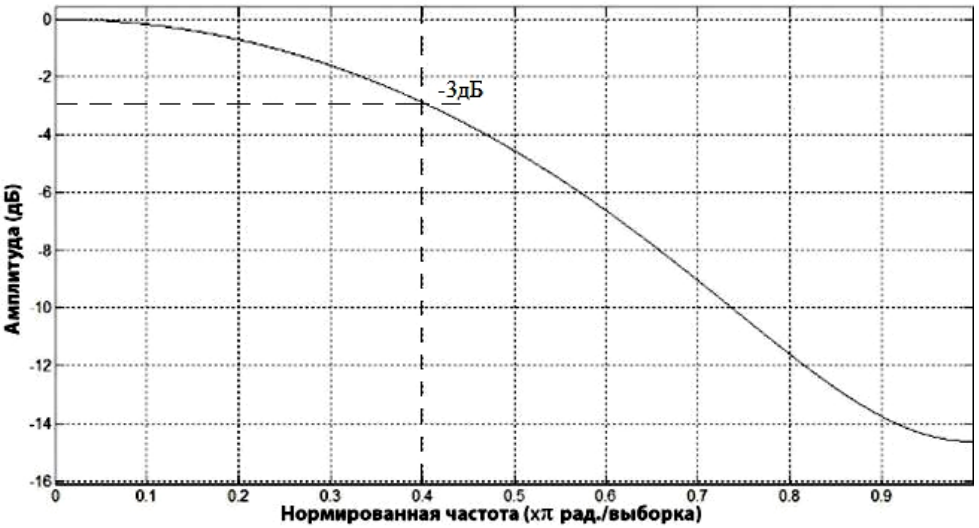


Рис. 4. АЧХ интерполирующего фильтра

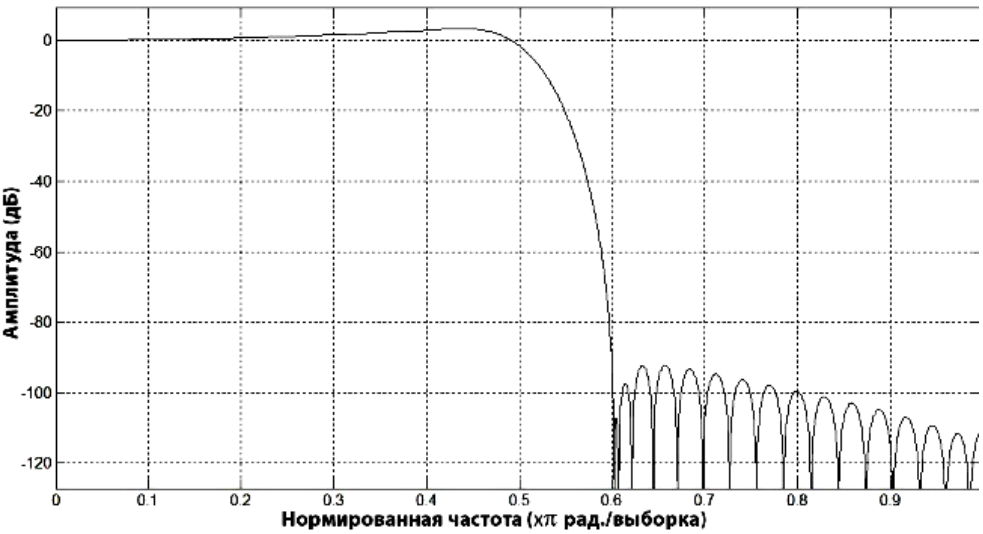


Рис. 5. АЧХ корректирующего фильтра

Реализация на ПЛИС. На основе выбранной структурной схемы (см. рис. 2) реализован алгоритм повышения частоты дискретизации на аппаратно-ориентированном языке Verilog и проведено его функциональное моделирование. В процессе моделирования на вход был подан дельта-импульс в виде единичного отсчета. На рис. 6 представлена импульсная характеристика корретирующего фильтра и соответствующая ей АЧХ (рис. 7). Полученная характеристика удовлетворяет предъявленным требованиям и совпадает с расчётной (см. рис. 5). Разница в подавлении между рассчитанной и полученной характеристиками обусловлена погрешностями нормировки коэффициентов фильтра.

Для оценки работоспособности интерполирующего фильтра было проведено моделирование при коэффициенте интерполяции, равном 2 (рис. 8).

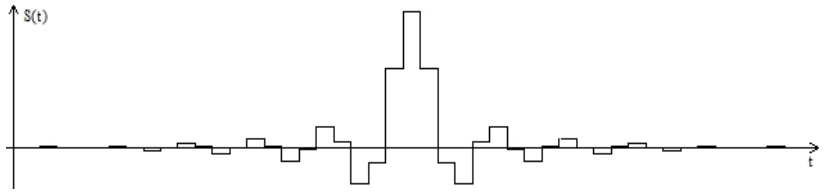


Рис. 6. Импульсная характеристика корректирующего фильтра

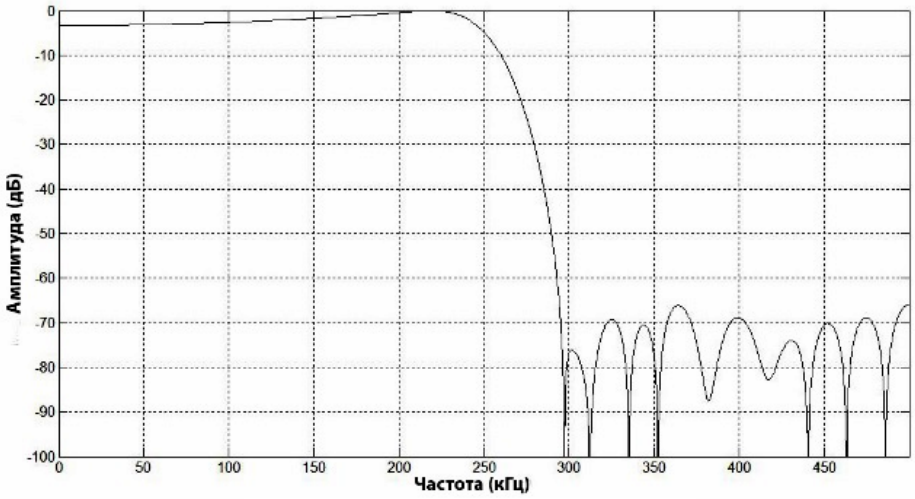


Рис. 7. АЧХ корректирующего фильтра

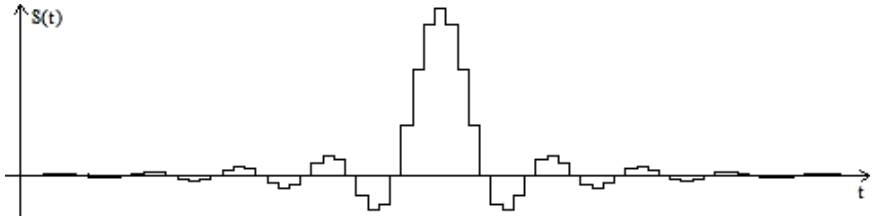


Рис. 8. Импульсная характеристика системы при коэффициенте интерполяции, равном 2

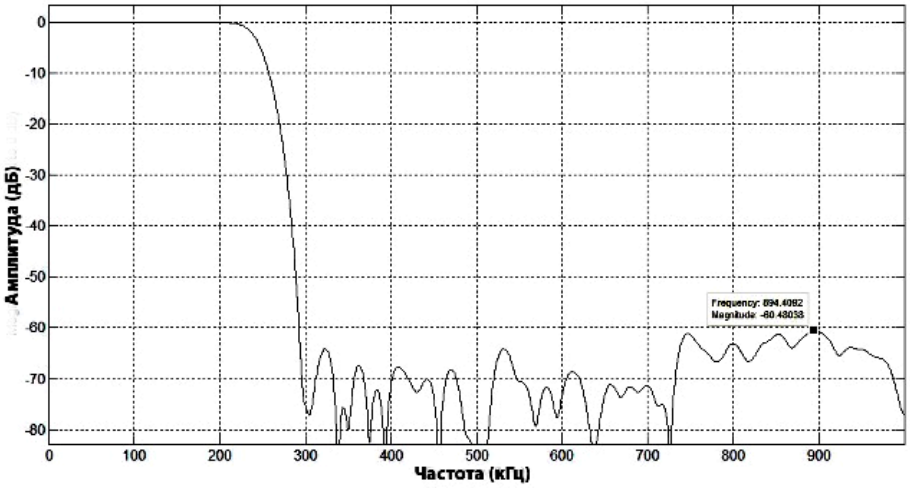


Рис. 9. АЧХ системы при коэффициенте интерполяции, равном 2

Из рис. 9 видно, что алгоритм оптимальной интерполяции совместно с корректирующим фильтром обеспечивает высокую равномерность АЧХ в полосе пропускания (менее 0,1 дБ) и подавление более 60 дБ в полосе запирания, что соответствует предъявленным требованиям.

На рис. 10 и 11 представлены импульсная характеристика системы при коэффициенте интерполяции в интерполирующем фильтре, равном 125, и ее АЧХ. С учетом избыточной дискретизации в 2 раза, обеспечиваемой корректирующий фильтр, общий коэффициент интерполяции системы будет равен 250.

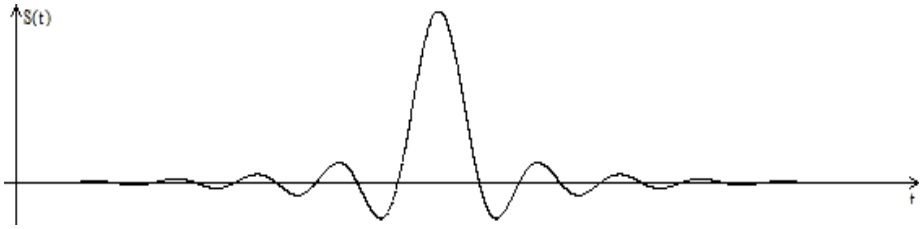


Рис. 10. Импульсная характеристика системы при коэффициенте интерполяции, равном 125

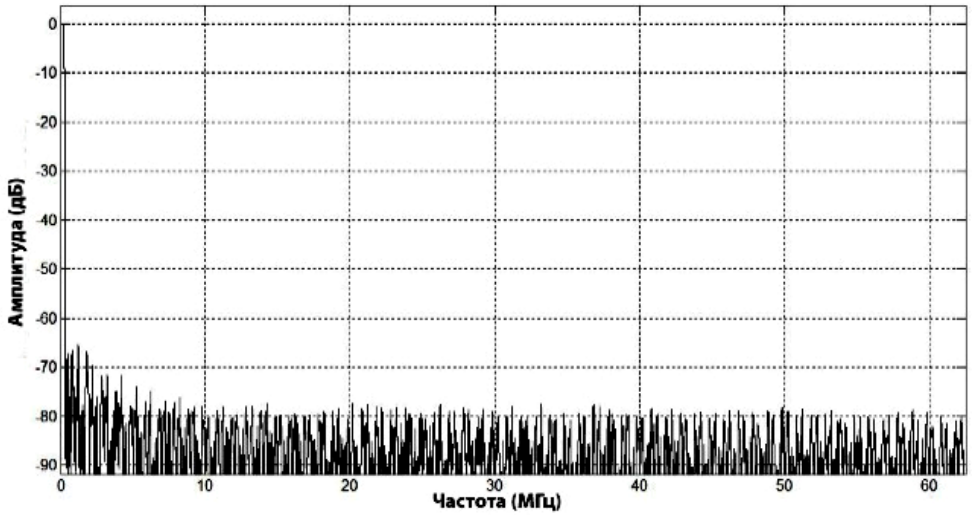


Рис. 11. АЧХ системы при коэффициенте интерполяции, равном 125

Выводы. В статье рассмотрен способ реализации повышения частоты дискретизации, основанный на алгоритме оптимальной интерполяции. Приведённое решение позволяет повысить частоту дискретизации в 250 раз и получить высокий уровень подавления нежелательных составляющих сигнала (более 60 дБ) при минимальном количестве вычислительных ресурсов, что и было продемонстрировано. Полученные результаты будут верны и для множителя интерполяции, отличного от 250, в том числе и рационального, что существенно расширяет границы применимости.

Литература

1. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов / под ред. Уолта Кестера. М.: Техносфера, 2010. 328 с.

2. Абраменко А.Ю. Структура универсального генератора сигналов / А.Ю. Абраменко, Г.Г. Гошин // Доклады ТУСУРа. 2013. № 3 (29). С. 5–9.

3. Niemitalo O. Polynomial Interpolators for High-Quality Resampling of Oversampled Audio [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://yehar.com/blog/wp-content/uploads/2009/08/deip.pdf, свободный (дата обращения: 10.09.2015).

УДК: 621.396.677.75

РАСЧЕТ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ И ФАЗОВОГО ФРОНТА В РАСКРЫВЕ ЛИНЗОВОГО КОЛЛИМАТОРА ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ОТКЛОНЕНИЯХ ОБЛУЧАТЕЛЯ

Ю.С. Никулина

Рассматриваются линзовые коллиматоры, изготовленные из экструдированного пенополистирола. Приводятся оценка искажений фазового фронта, вызванных неточной установкой облучателя и в раскрыве, и соответствующая им диаграмма направленности линзового коллиматора.

Ключевые слова: линзовый коллиматор, экструдированный пенополистирол, безэховая камера, фазовый фронт, диаграмма направленности.

Измерения антенн обычно проводят в безэховых камерах. По сравнению с полигонными измерениями они обеспечивают требование секретности и защиту от радиопомех.

Безэховая камера представляет собой помещение, покрытое дорогостоящим радиопоглощающим материалом. Поэтому недостатком таких измерений является стоимость камеры, которая пропорциональна её размерам.

Установка коллиматора в безэховой камере позволяет значительно сократить её размеры, а значит, и материальные расходы на проведение измерений. Данный метод позволяет обеспечить условие дальней зоны при расположении антенны, параметры которой необходимо измерить, фактически в ближней зоне.

В качестве коллиматора может выступать диэлектрическая радиолинза. В том числе с одной преломляющей поверхностью.

Облучатель *1* (рис. 1) формирует электромагнитную волну со сферическим фазовым фронтом. На его пути стоит радиолинза *2*, она установлена на фокусном расстоянии f от облучателя. Её коэффициент преломления n, толщина d, диаметр D. В результате преломления на поверхности радиолинзы происходит трансформация фронта облучателя и в раскрыве радиолинзы получается уже плоский фазовый фронт, который соответствует полю в дальней зоне. За линзой стоит испытуемая антенна *3*, параметры которой измеряются.

Традиционно для изготовления коллиматоров применяют материалы с высоким коэффициентом преломления: стекло, фторопласт и т.д. Было предложено использовать экструдированный пенополистирол? для которого $n = 1{,}023$. Его выбор обоснован, прежде всего, низкой стоимостью, высокой технологичностью, а также низкими потерями и высокими допусками на точность изготовления и на неоднородность материала [1].

Существуют различные причины, вызывающие искажения амплитуды и фазы в раскрыве коллиматора. Это дифракционные эффекты, обусловленные ограниченными размерами коллиматора, неравномерность поля, связанная с направ-

ленностью облучателя, дефекты поверхности облучателя, неточное расположение облучателя по отношению к фокусу, переотражения и т.д. [2]. Цель работы – оценить искажения фазового фронта в раскрыве и соответствующие ему изменения ДН линзы, вызванные неточной установкой облучателя.

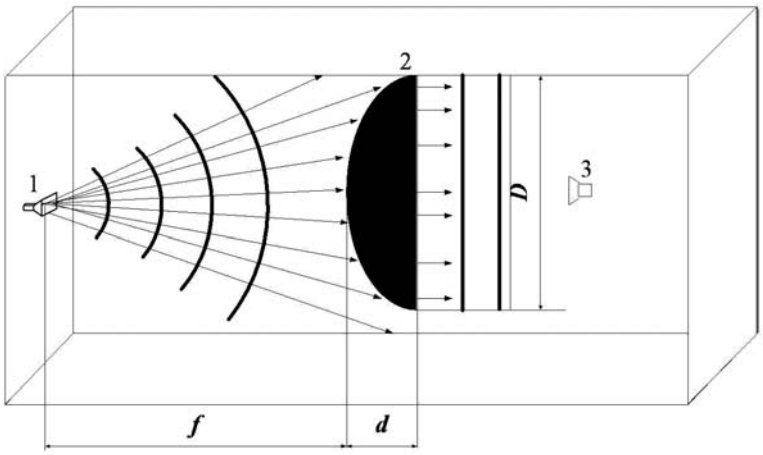


Рис. 1. Геометрия линзы

Известна связь между амплитудно-фазовым распределением поля по раскрыву антенны и ее диаграммой направленности:

$$A = A_{\max} \cdot e^{-j\cdot\varphi}, \tag{1}$$

где $A_{\max}$ – амплитуда; φ – рассчитанный фазовый фронт в раскрыве линзы.

Предположим, что амплитудное распределение поля по раскрыву коллиматора равномерно ($A_{\max} = 1$). Это предположение вполне справедливо в том случае, если диаграмма направленности облучателя широкая, а размер раскрыва линзы (равен её диаметру) не превышает величины

$$D < 2 \cdot f \cdot \mathrm{tg}(\theta), \tag{2}$$

где f – фокусное расстояние; θ – ширина диаграммы направленности облучателя по уровню –3 дБ.

В [3] приведены соотношения, позволяющие по законам геометрической оптики и законам Снеллиуса рассчитать фазовое распределение по раскрыву линзового коллиматора для произвольного положения облучателя.

Методами математического моделирования проведем расчет амплитудно-фазового распределения по раскрыву линзы и соответствующих ему диаграмм направленности для следующих случаев: облучатель располагается в фокусе линзы; облучатель вынесен из фокуса линзы вдоль главной оптической оси линзы; облучатель вынесен из фокуса поперек (перпендикулярно) главной оптической оси линзы. Моделирование производилось для следующих параметров: диаметр линзы D = 1 м, фокусное расстояние f = 9 м, длина волны $\lambda = 3$ см.

Результаты расчета фазового фронта приведены на рис. 2.

На рис. 2, *а* изображен фазовый фронт в раскрыве коллиматора без линзы (пунктирная линия) и с линзой. Видно, что применение диэлектрического коллиматора выравнивает фазовый фронт. С учетом равномерного амплитудного распределения и синфазного возбуждения раскрыва можно предположить, что диа-

грамма направленности линзы в этом случае будет описываться функцией $\sin(x)/x$, величина первого бокового лепестка составит –13,2 дБ.

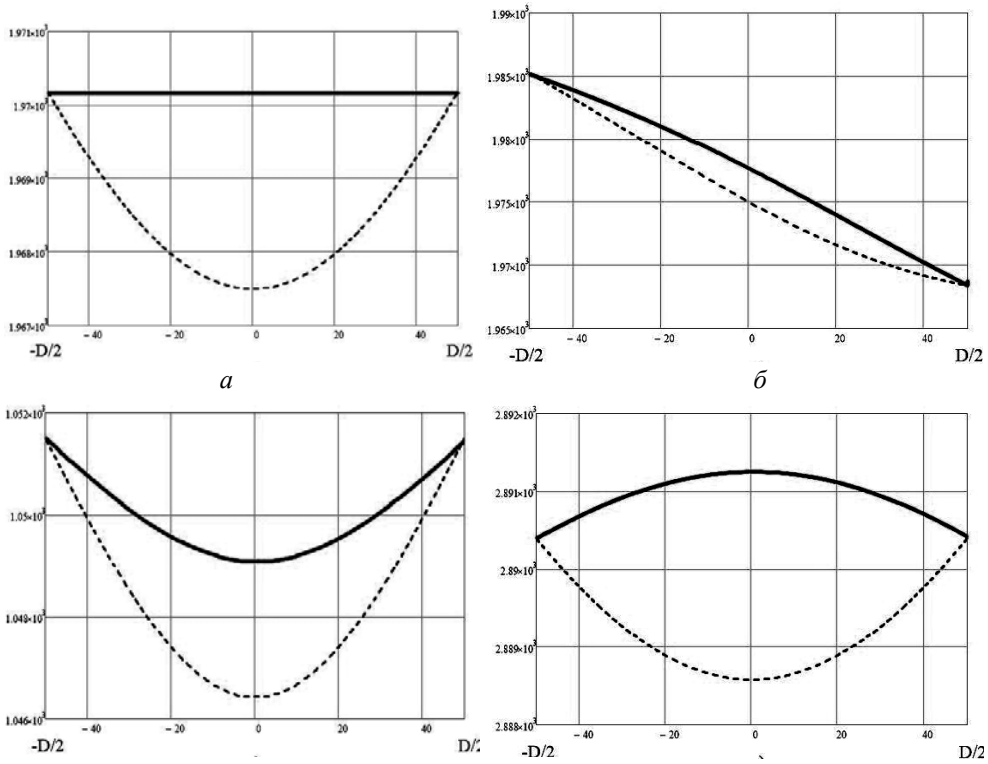


Рис. 2. Фазовый фронт в раскрыве линзового коллиматора:
– – – – – без линзы, — – с линзой;
а – облучатель в фокусе; *б* – вынос облучателя из фокуса вверх-вниз на 5 º;
в – облучатель перемещается ближе к линзе на расстояние 0,5 f ;
г – облучатель выносится дальше от линзы на расстояние 0,5 f

Рисунок 2, *в* иллюстрирует изменение фазового фронта при выносе облучателя из фокуса в направлении «к линзе» на расстояния $(0{,}05-0{,}2)\cdot f$ с шагом $0{,}05\cdot f$. На рис. 2, *г* изображены фазовые фронты в раскрыве коллиматора при выносе облучателя из фокуса в направлении «от линзы». Величина выноса и шаг те же, что и в предыдущем случае. Из этих рисунков видно, что при выносе облучателя из фокуса фазовый фронт отклоняется от плоского. Скорость искривления ниже при отдалении облучателя от линзы. Судя по форме фазового фронта, вынос излучателя из линзы вдоль главной оптической оси линзы приводит к квадратичным фазовым ошибкам, а значит, к «расплыванию» нулей диаграммы направленности.

На рис. 2, *б* изображено фазовое распределение по раскрыву линзы при выносе облучателя в направлении, перпендикулярном главной оптической оси на величину 5º. Вынос облучателя вверх-вниз приводит к повороту фазового фронта и его искривлению (см. рис. 2, *б*).

Результаты расчета ДН приведены на рис. 3.

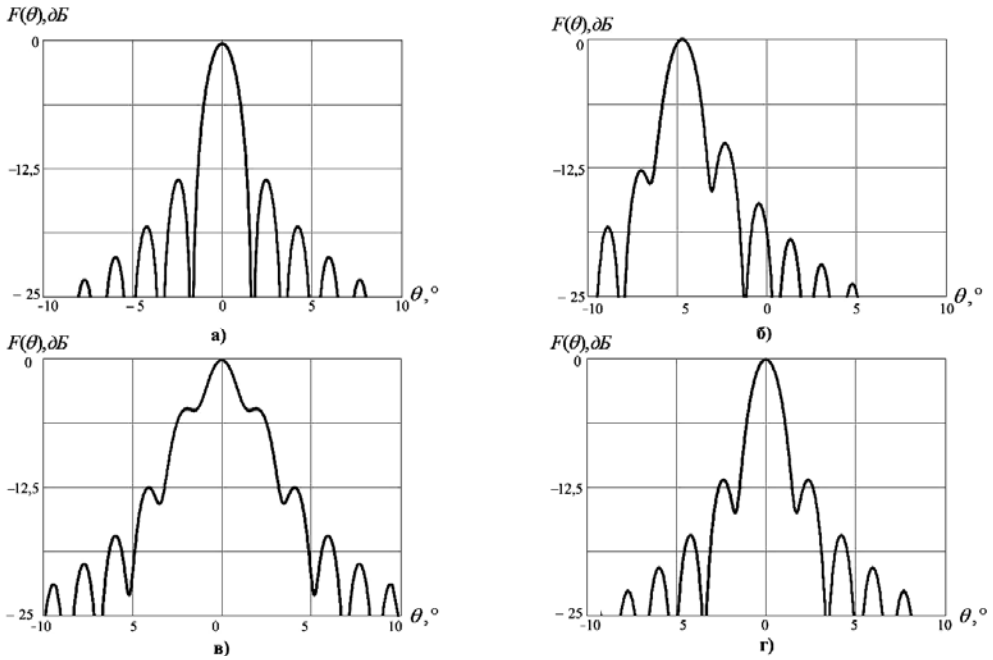


Рис. 3. ДН облучателя: *а* – облучатель в фокусе; *б* – вынос облучателя из фокуса вверх-вниз на 5º; *в* – облучатель перемещается ближе к линзе на расстояние 0,5 f ; *г* – облучатель выносится дальше от линзы на расстояние 0,5 f

При облучателе в фокусе (рис. 3, *а*) ДН симметрична относительно своего максимума, боковые лепестки находятся на уровне –13,7 дБ. При отклонениях облучателя вверх-вниз смещается её максимум, боковые лепестки становятся несимметричными (рис. 3, *б*). При выносе облучателя ближе-дальше ДН искажается (рис. 3, *в*, *г*). Причем при выносе линзы «ближе к облучателю» (см. рис. 3, *в*) ширина ДН становится больше.

Литература

1. Киселев А.В. К вопросу о выборе материала для изготовления линзового коллиматора / А.В. Киселев, Ю.С. Воробьёва // Современные проблемы радиоэлектроники [Электронный ресурс]: сб. науч. тр. Всерос. науч.-техн. конф., посвящ. 119-й годовщине Дня радио, Красноярск, 6–8 мая 2014 г. Красноярск: СФУ, 2014. С. 31–35.

2. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов, Л.И. Пономарев. М. Радиотехника. 2006.

3. Воробьёва Ю.С. Расчет фазовых ошибок в раскрыве одноповерхностного линзового коллиматора / Ю.С. Воробьёва, М.А. Степанов // Современные проблемы радиоэлектроники [Электронный ресурс]: сб. науч. тр. Всерос. науч.-техн. конф., посвящ. 120-й годовщине Дня радио. Красноярск: СФУ, 2015. С. 30–34.

УДК 621.396.96

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

П.А. Уланов

Проводится 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 работе рассмотрены методы обработки изображений с использованием вейвлет-фрактальных преобразований при разных уровнях волнения моря. В качестве 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 отельных 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.

Вейвлет-преобразования дают информацию об основных пространственных и частотных характеристиках изображений, в отличие от обычного преобразование 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.

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, т.к. они являются внутренними по отношению к самим алгоритмам преобразования и, как правило, не учитывают внешних критериев, свя-

занных 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, Coyflets 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 высокочастотную декомпозицию, низкочастотную декомпозицию, высокочастотную реконструкцию и низкочастотную реконструкцию.

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

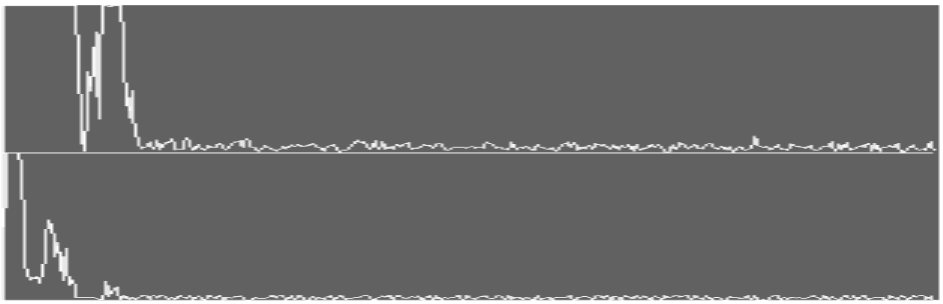


Рис. 1. Отображение сигнала при изменении азимута
(по оси абсцисс – дальность, по оси ординат – амплитуда сигнала)

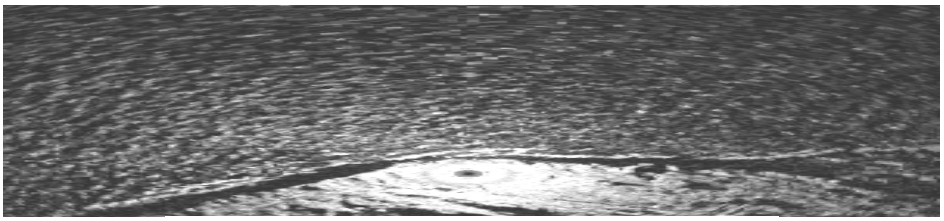


Рис. 2. Изображение сигнала локатора до фильтрации

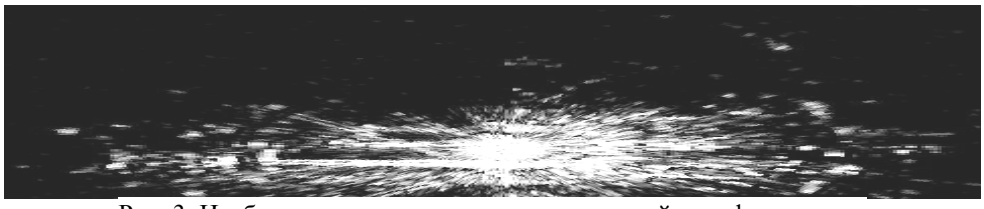


Рис. 3. Изображение сигнала локатора после вейвлет-фильтрации

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.

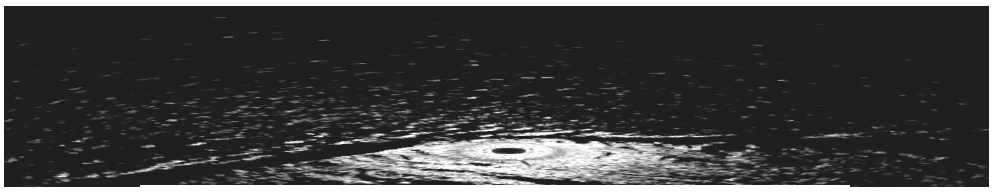


Рис. 4. Выделение контура берега с помощью вейвлета Хаара

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

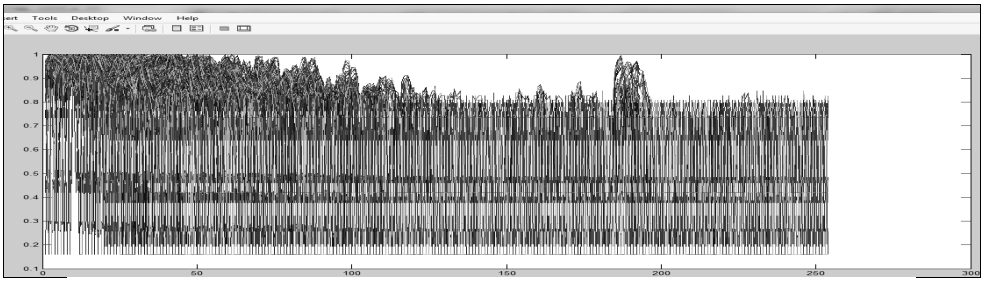


Рис. 5. Графическое отображение исходного изображения без фильтрации с гистограммной эквализацией

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

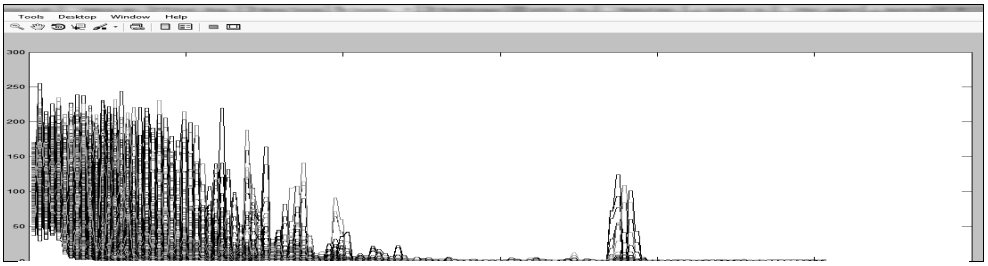


Рис. 6. Графическое отображение изображения после фильтрации функцией «haar»

Одно из основных свойств фрактальной размерности в теории фракталов, позволяющих использовать ее в качестве признака сегментации, это то, что размерность 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].

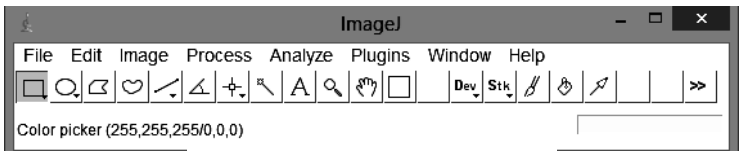


Рис. 7. Главное окно программы

Открываем изображение для обработки.

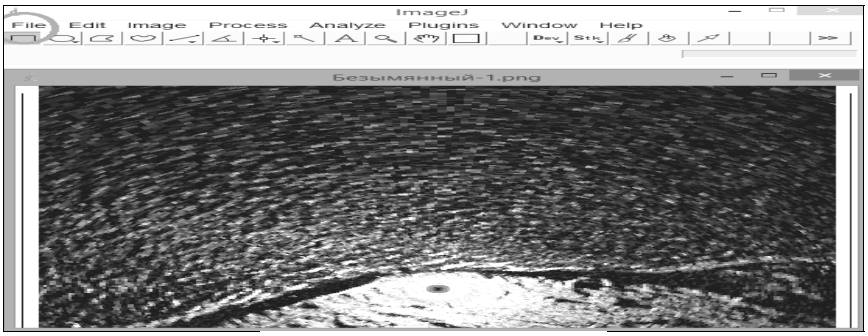


Рис. 8. Исходное изображение

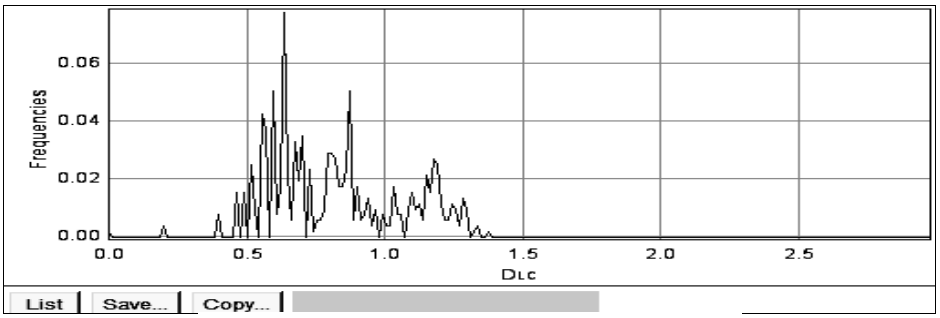


Рис. 9. Полученное фрактальное распределение

Фракталы и вейвлеты прекрасно зарекомендовали себя при обработке изображений, улучшении качества и четкости изображения. В работе с помощью вейвлет-фрактальной обработки получаются изображения очищенные 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. Уэлетид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии: учеб. пособие. М.: Триумф, 2003. 320 с.

2. Поликар Роби. 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, issue 3. P. 653–667.

УДК 621.39.96

РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ МОНОСТАТИЧЕСКОЙ ЭПР ПРОСТЫХ ТЕЛ

В.А. Сувак, О.А. Токмакова, В.А. Громов

Выполнен расчет эффективной поверхности рассеяния простых тел. Приведены аналитические выражения для расчета ЭПР. Показаны результаты расчета ЭПР, полученные путем математического моделирования в программе FEKO. Выполнено сравнение результатов расчета.

Ключевые слова: эффективная поверхность рассеяния, математическое моделирование.

В настоящее время при разработке антенн, проектировании разведывательных беспилотных летательных аппаратов и других сложных систем важную роль имеет такая характеристика, как эффективная площадь рассеивания. ЭПР – это некая количественная мера отражённой в направлении приёмника энергии электромагнитного излучения, падающего на тело. На сегодняшний день существует большой выбор программ трехмерного моделирования, с помощью которых можно выполнить расчет характеристики тел различной формы.

Эффективная площадь рассеивания конкретного объекта зависит от его формы, размеров, материала, из которого он изготовлен, от его ориентации (ракурса) по отношению к антеннам передающей и приемной позиций (в том числе и от поляризации электромагнитных волн), от длины волны зондирующего радиосигнала.

Целью данной работы было выполнить сравнительный анализ результатов расчета моностатической ЭПР простых тел, полученных при помощи аналитических выражений и программы электромагнитного моделирования FEKO [1,2].

Постановка задачи. По определению эффективная поверхность рассеяния может быть записана как

$$\sigma = 4 \cdot \pi \cdot R^2 \cdot \frac{П_2}{П_1}, \qquad (1)$$

где $П_1$ – плотность потока мощности, создаваемого локатором у цели; $П_2$ – плотность потока мощности, отраженного сигнала у локатора; R – расстояние от РЛС до цели.

ЭПР цели может отличаться сильно от ее геометрических размеров. По конфигурации цели (тела) делятся на элементарные (простые) и сложные. Элементарные цели имеют простую геометрическую форму, такие как тела вращения (например, шар, цилиндр), либо плоские поверхности (например, плоский лист, круг). ЭПР таких тел может быть достаточно просто вычислена аналитически. Сложные цели имеют непростую форму; так что ЭПР рассчитать сложно. Часто ЭПР реальных целей определяется экспериментально [3].

Примеры расчета ЭПР простых тел. ЭПР металлического шара может быть вычислена как [4]

$$\sigma = \pi \cdot r^2 = 3{,}14 \text{ м}^2, \qquad (2)$$

где r – радиус шара равен 1 м при $r \geq \lambda$.

Также ЭПР такого шара была вычислена в программе FEKO при длине волны, равной 0,3 м. Модель шара приведена на рис. 1. Цифрой *1* обозначена модель шара, *2* – направления (ракурсы), под которыми выполнялось облучение тела и измерялось значение ЭПР (угол α от 0 до 90º), *3* – пример нулевого ракурса для

волны линейной вертикальной поляризации. Хотя для шара ракурс не имеет значения (он симметричен во всех сечениях), данные обозначения далее будут использоваться для других рисунков.

На рис. 2 приведены графики зависимости ЭПР от угла направления на шар, вычисленные по формуле (2) и при помощи FEKO. Из рис. 2 видно, что результаты расчетов практически совпадают. Малые отклонения для каждого ракурса обусловлены тем, что при расчете поверхность шара в программе аппроксимируется треугольниками. При уменьшении размера треугольников можно приблизиться к значению ЭПР, вычисленному по формуле.

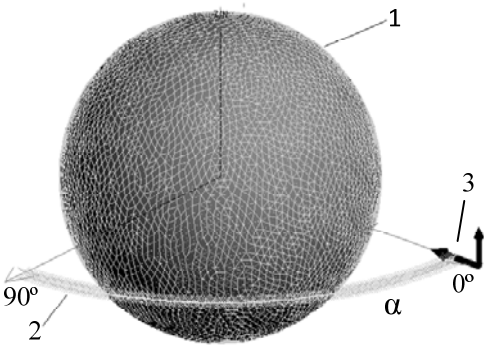


Рис. 1. Модель шара

Выполним расчет ЭПР металлического листа. Модель листа в программе приведена на рис. 3.

ЭПР листа при перпендикулярном падении волны на него (угол α 0º) может быть вычислена по формуле [3]

$$\sigma = \frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2} \cdot a^2 \cdot b^2 = 139{,}6 \text{ м}^2, \quad (3)$$

где $a = 1$ м – высота; $b = 1$ м – ширина.

Если волна падает под углом, то ЭПР может быть вычислена как [4]

$$\sigma(\alpha) = \left(\frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2}\right) \cdot a^2 \cdot b^2 \cdot \cos(\alpha)^2 \cdot \left(\sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot b \cdot \sin(\alpha)}{\lambda}\right) \Big/ \frac{2 \cdot \pi \cdot b \cdot \sin(\alpha)}{\lambda}\right)^2. \quad (4)$$

На рис. 4 приведены графики ЭПР листа в зависимости от угла падения волны. При углах падения волны до 35º от перпендикулярного направления результаты практически совпадают. Далее результаты начинают расходиться с увеличением угла падения. По графику на рис. 4 ЭПР при больших углах падения имеет очень малые значения для обоих способов расчета.

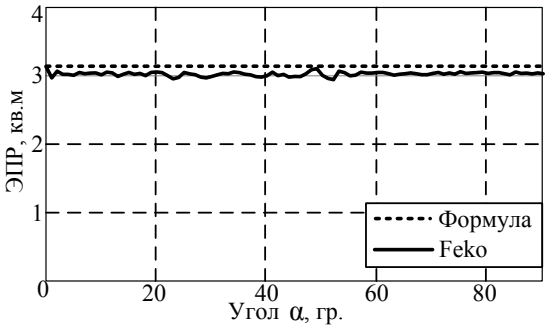


Рис. 2. Графики ЭПР шара

ЭПР металлического диска (рис. 5), радиус которого много больше длины волны, при перпендикулярном падении волны на него (угол α 0º), может быть вычислен по формуле [4]:

$$\sigma = \frac{4 \cdot \pi^3 \cdot r^4}{\lambda^2} = 1{,}38 \cdot 10^3 \text{ м}^2, \quad (5)$$

где $r = 1$ м.

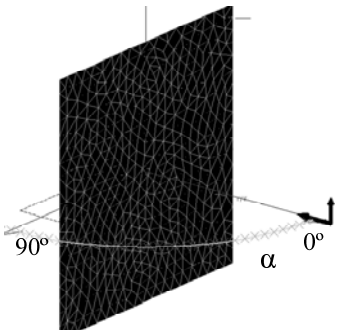


Рис. 3. Модель металлического листа

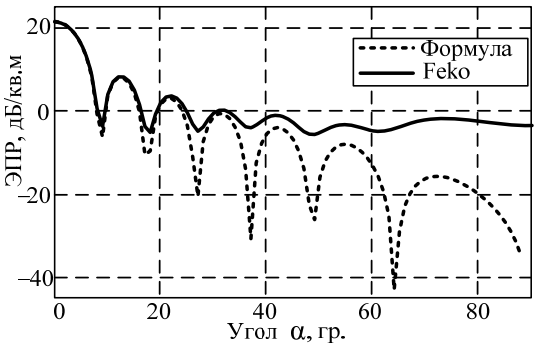


Рис. 4. Графики ЭПР металлического листа

Если волна падает под углом, то ЭПР диска может быть вычислена как [4]

$$\sigma(\alpha)=\sigma\cdot\left[\nabla_1\left(2\cdot k\cdot r\cdot\sin(\alpha)^2\right)+\left(\frac{J_2(2\cdot k\cdot r\cdot\sin(\alpha)^2)}{k\cdot r}\right)\right], \tag{6}$$

где σ – ЭПР при перпендикулярном падении волны (5); J_2 – функция Бесселя первого рода второго порядка; $\nabla_1(x)$ – цилиндрическая лямбда-функция первого прядка, связанная с функцией Бесселя соотношением

$$\nabla_1(x)=\frac{2}{x}J_1(x). \tag{7}$$

На рис. 6 приведены графики ЭПР диска в зависимости от угла падения волны. Практически при всех углах падения результаты расчетов совпадают.

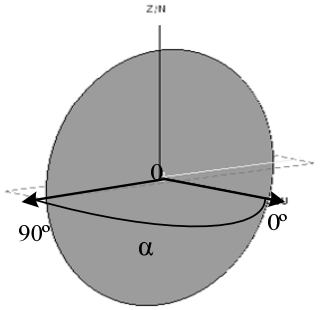


Рис. 5. Модель диска

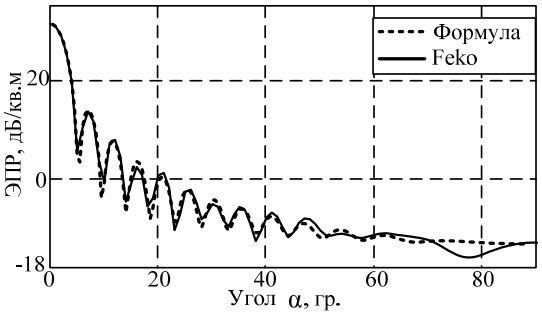


Рис. 6. Графики ЭПР диска

ЭПР цилиндра (рис. 7), при условии, что его размеры велики по сравнению с длиной волны в направлении нормали к образующей (угол α 90º по рис. 7), может быть вычислена по формуле [4]:

$$\sigma_m=\frac{2\cdot\pi\cdot r\cdot h^2}{\lambda}=32{,}9\,\text{м}^2, \tag{8}$$

где $h=1{,}5$ м – высота цилиндра; $r=0{,}7$ м – радиус цилиндра.

При тех же условиях ЭПР основания цилиндра (т.е. диска):

$$\sigma_0=\frac{2\cdot\pi^3\cdot r^4}{\lambda^2}=330{,}8\,\text{м}^2. \tag{9}$$

Если волна падает под углом, то ЭПР цилиндра может быть вычислена как [4]

$$\sigma(\alpha)=\sigma_m\left(\sqrt{\sin(\alpha)}\frac{\sin\left(kh\cdot\cos(\alpha)\right)}{kh\cdot\cos(\alpha)}\cdot e^{-ikr\cdot\sin(\alpha)}+\sqrt{\frac{\sigma_0}{\sigma_m}}\cos(\alpha)\frac{J_1\left(2kr\cdot\sin(\alpha)\right)}{kr\cdot\sin(\alpha)}\cdot e^{-ikh\cdot\cos(\alpha)}\right)^2, \quad (10)$$

где $k=2\cdot\pi/\lambda$ – волновое число; J_1 – функция Бесселя первого рода первого порядка.

На рис. 8 приведены графики ЭПР цилиндра в зависимости от угла падения волны. Наибольшую сходимость результаты расчетов имеют при углах α от 0 до 30º и от 60 до 90º.

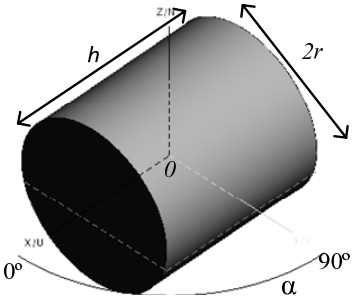


Рис. 7. Модель цилиндра

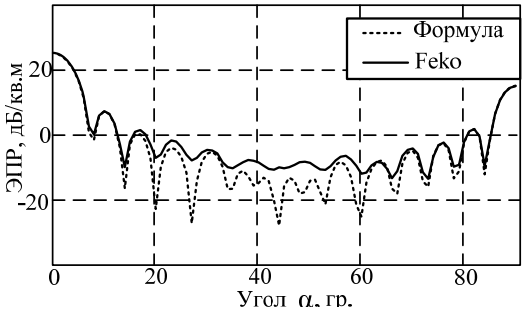


Рис. 8. Графики ЭПР цилиндра

Заключение. В ходе работы рассчитаны моностатические ЭПР некоторых простых тел в зависимости от ракурса с использованием известных аналитических выражений и выполнен сравнительный анализ их с результатами, полученными в программе моделирования.

Сравнение результатов расчетов показало высокую сходимость зависимостей ЭПР, полученных при помощи аналитических выражений и вычисленных в FEKO.

Литература

1. Программа трехмерного электромагнитного моделирования FEKO [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.feko.info/, свободный (дата обращения: 07.10.2015).

2. Банков С.Е. Электродинамическое моделирование антенных и СВЧ-структур с использованием FEKO / С.Е. Банков, А.Н. Грибанов, А.А. Курушин. М.: One-Book, 2013. 423 с.

3. Денисов В.П. Радиотехнические системы: учеб. пособие для студентов радиотехнических специальностей высших учебных заведений / В.П. Денисов, Б.П. Дудко. Томск, 2012. 334 с.

4. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. радио, 1975. 248 с.

УДК 621.396.33

О ЗАДАЧЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРИРОДНЫХ СРЕД РАДИОМЕТРИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ С ВЫСОКИМ РАЗРЕШЕНИЕМ ПО ВРЕМЕНИ

А.В. Убайчин, А.А. Беспалько, Г.Г. Жук, Е.В. Алексеев, Е.К. Помишин

Приведен сравнительный анализ современных технических средств микроволновой радиометрии для исследования поверхности и атмосферы Земли из космоса. Показаны дестабилизирующие факторы работы применяемых методов измерений. Приведен анализ перспективных исследований, проведенных в смежных областях.

Ключевые слова: дистанционное зондирование Земли, микроволновые радиометры, нулевой метод измерений, радиотеплоконтраст, нулевой радиометр, флуктуации коэффициента передачи.

Дистанционное зондирование является одним из наиболее важных научных исследований, направленных на получение новых знаний о глобальных процессах жизнедеятельности на нашей планете [1]. В дистанционном зондировании методы микроволновой радиометрии позволяют получать специфические сведения о состоянии окружающей среды [2]. Неуклонный рост потребности в повышении качества данных, полученных радиометрическими методами, обуславливает рост требований к техническим характеристикам микроволновых радиометров, таким как чувствительность, динамика измерений, абсолютная точность, надежность и массогабаритные параметры.

В настоящие время материалы дистанционного зондирования Земли, полученные при помощи радиометрических методов, обладают низким пространственным разрешением. Во-первых, это связано с параметрами приемных антенн спутников дистанционного зондирования Земли, во-вторых, вызвано низким быстродействием радиометрических измерений.

Процесс получения радиотеплового портрета Земли из космоса является нестационарным с точки зрения измерений радиотепловых сигналов. С одной стороны, спутник непрерывно перемещается, что обусловливает постоянную смену наблюдаемых объектов, с другой стороны, полученный сигнал сглаживается как диаграммой направленности антенны, так и при накоплении в радиометрической системе. Ввиду этих особенностей радиометрические методы не получили должного развития для исследования локальных объектов с высоким пространственным разрешением.

Задачи изменения кинетических характеристик спутников дистанционного зондирования и создания антенн с предельно узкими диаграммами направленности являются отдельными научно-практическими направлениями. Далее приводятся сведения о временном разрешении микроволновых радиометров и способах повышения динамики радиометрических измерений.

Повышение временного разрешения при радиометрическом обследовании земной поверхности и Мирового океана позволит качественно улучшить пространственное разрешение получаемых при этом материалов зондирования [2]. Улучшение пространственного разрешения позволит более эффективно применять методы решения обратных задач и повысить детализацию радиотепловых карт [3].

Развитие применения микроволновой радиометрии в дистанционном зондировании природных сред с высоким временным разрешением ограничено приме-

нением классических измерительных методов [4] и параметрами измеряемых электромагнитных сигналов, обусловленными их тепловой природой [5].

До сих пор в радиометрических измерениях наиболее часто применяется метод дифференциальных измерений, предложенный Дикке в 1946 г. и реализованный на его основе модуляционный радиометр [6]. По сравнению с компенсационным методом метод дифференциальных измерений позволяет снизить влияние изменений собственной шумовой температуры радиометрической системы на результаты измерений и обладает системной простотой реализации для различных спектральных диапазонов [7].

К недостаткам метода дифференциальных измерений относится влияние изменений коэффициента передачи радиометрической системы на результаты измерений. Аномальные флуктуации являются наиболее значимым изменением коэффициента передачи при радиометрических исследованиях нестационарных радиотепловых процессов. Эффект аномальных флуктуаций хорошо исследован и описан в литературе [8, 9]. Аномальные флуктуации подчиняются закону $1/f^{2,5}$ и обладают нормальным распределением. Поэтому уменьшение эффекта влияния аномальных флуктуаций достигается путем интегрирования результатов измерений [10] (получение одного результата измерения путем накопления за длительный интервал времени). Интегрирование обусловливает длительное время измерений в радиометрических методах, которые, как правило, превышают одну секунду. Влияние аномальных флуктуаций коэффициента передачи на эффективность применения метода дифференциальных измерений для исследования нестационарных радиотепловых процессов с высоким разрешением по времени описано в работе [11].

Инвариантность к изменениям коэффициента передачи осуществляется за счет применения нулевого метода измерений [7]. В отличие от описанных выше радиометрических методов, в которых крутизна функциональной зависимости измеряемых шумовых сигналов и результатов измерений определяется коэффициентом передачи радиометрической системы, в нулевом методе процесс измерений осуществляется путем уравнивания мощности измеряемого шумового сигнала мощностью эталонного генератора шума, при этом передаточная характеристика системы определяется только характеристикой уравнивающего эталонного генератора шума и не зависит от изменений коэффициента передачи и собственных шумов системы. Несмотря на очевидные преимущества нулевого метода, в большинстве нулевых радиометрических систем процесс уравнивания энергии измеряемого сигнала осуществляется аналоговым способом за счет изменения мощности активных генераторов шума (лавинно-пролетных диодов, газоразрядных ламп, транзисторов, малошумящих усилителей и т.д.), что приводит к нелинейности передаточной характеристики радиометрической системы, обусловленной нелинейными свойствами генератора шума. Нелинейная передаточная характеристика аналоговых нулевых радиометрических систем значительно усложняет калибровку радиометра и не позволяет изменять динамический диапазон измерений без замены эталонного генератора шума. Ввиду данной особенности практическое использование нулевых радиометров не получило широкого распространения [12, 13].

В работе [14] описана радиометрическая система МТВЗА-ГЯ, установленная на спутнике «Метеор-М», предназначенная для исследования атмосферы и поверхности Земли из космоса. Полоса обзора спутника составляет 1500 км при времени сканирования 2,5 с. Антенная система позволяет получить элемент про-

странственного разрешения на поверхности Земли, равный 16 км. Учитывая кинематические характеристики спутника, на одно измерение шумовой температуры антенны приходится временной интервал порядка 27 млс. В то же время в характеристиках разработанных радиометрических систем МТВЗА-ГЯ флуктуационная чувствительность нормирована к одной секунде. Аналогом МТВЗА-ГЯ является радиометрическая система SSMIS, описанная в [15]. Отличительной особенностью радиометрической системы SSMIS является высокая флуктуационная чувствительность, нормированная к временам измерения порядка нескольких миллисекунд. В системе SSMIS аналогично МТВЗА-ГЯ применен компенсационный метод измерений. Анализ характеристик SSMIS показал, что в основе высоких метрологических характеристик лежит применение современной высокостабильной элементной базы. На примере сравнения исследовательского оборудования систем космического базирования МТВЗА-ГЯ и SSMIS представлена существующая на протяжении многих лет тенденция технологического улучшения метрологических характеристик радиометрических систем, заключающаяся в применении новых достижений в области микро- и наноэлектроники.

В цикле работ [16–18] описан новый методический подход к увеличению флуктуационной чувствительности, стабильности работы и надежности микроволновых радиометрических систем за счет применения принципа многоприемниковости в совокупности с модификацией нулевого метода измерений. При этом характеристика увеличения флуктуационной чувствительности радиометрической системы обусловливается не увеличением длительности накопления измеряемого шумового сигнала, что, как правило, осуществляется в классических системах [19], а реализуется за счет физических эффектов, возникающих при сравнении измеряемого шумового сигнала с эталонными источниками шума, обладающими низкой дисперсией, и непрерывного измерения сигнала антенны, реализуемого за счет его временного разделения между различными приемниками. Как показали проведенные исследования [16], флуктуационная чувствительность в многоприемниковых радиометрических системах на основе модификации метода нулевых измерений растет пропорционально корню квадратному из числа приемных каналов системы, относительно чувствительности одного приемного канала, без увеличения длительности измерений, что согласуется с результатами проведенных нами предварительных теоретических исследований [20]. По сравнению с другими, известными решениями многоприемниковых радиометров [21–23] на основе корреляционного, компенсационного и дифференциального методов измерений, проведенные исследования показали, что идентичность и стабильность приемников не оказывает значимого влияния на результаты измерений.

Анализируя исследования можно сделать следующий вывод: в многоприемниковых радиометрических системах на основе модификации нулевого метода измерений, в случае сохранения флуктуационной чувствительности на уровне чувствительности одного приемного канала, существует возможность увеличения динамики измерений.

В дальнейшем планируется разработать алгоритмы функционирования и обработки результатов измерений специализированной радиометрической системы многоприемникового типа. Создать экспериментальную установку, позволяющую осуществить измерение параметров нестационарных радиотепловых процессов при помощи микроволновой радиометрической системы, сравнить полученные экспериментальные результаты с известными способами измерений в

условиях единой экспериментальной установки и провести эксперименты с объектами различной природы.

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. Аквилонова А.Б. 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.
3. Убайчин А.В., Рогожников Е.В. Антенны с управляемой диаграммой направленности в задаче повышения чувствительности радиометрических систем // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2014. № 3 (33). С. 52–56.
4. Camps A., Tarongi J.M. Microwave radiometer resolution optimization using variable observation times // Remote Sensing. 2010. Vol. 2. P. 1826–1843.
5. Филатов А.В. Радиометрические системы нулевого метода измерений. Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. 276 с.
6. Dicke R.H. The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies // Rev. Sci. Instr. 1946. Vol. 17, July. P. 268–275.
7. Николаев А.Г. Радиотеплолокация / А.Г. Николаев, С.В. Перцов. М.: Сов. радио, 1964. 326 с.
8. Краус Д.Д. Радиоастрономия. М.: Сов радио, 1973. 456 с.
9. Есепкина Е.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. М.: Наука, 1973. 416 с.
10. Camps A., Tarongi J.M. Microwave radiometer resolution optimization using variable observation times // Remote Sensing. 2010. Vol. 2. P. 1826–1843.
11. Ubaichin A.V., Filatov A.V. Quick event registration by a microwave radiometric method // CriMiCo 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. 2014. P. 1123–1124.
12. Убайчин А.В. Инвариантность нулевых радиометров с цифровым управлением подшумливанием к нелинейности уравнивающего генератора шума на лавинно-пролетном диоде // Доклады ТУСУРа. 2012. № 2(26), ч. 1. С. 87–91.
13. Филатов А.В. Радиометрические системы нулевого метода измерений. Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. 276 с.
14. Болдырев В.В. Микроволновый сканер/зондировщик МТВЗА-ГЯ КА «Метеор-М» № 1 / В.В. Болдырев, П.А. Ильгасов, В.Ю. Панцов и др. // Вопросы электромеханики. 2008. Т. 107. С. 22–25.
15. Kunkee D.B. Design and Evaluation of the First Special Sensor Microwave Imager / D.B. Kunkee, G.A. Poe, D.J. Boucher et al. // Sounder. IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 2008. № 4. P. 863–883.
16. Filatov A.V. A microwave four-channel null *L*-band radiometer / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin, D.E. Paraev // Instruments and Experimental Techniques. 2012. Vol. 55, № 1. P. 59–64.
17. Filatov A.V. The dynamic properties of a digital radiometer system and its operating efficiency / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin / Measurement Techniques. 2012. Vol. 54, № 10. P. 1.

18. Filatov A.V. A two-receiver microwave radiometer with high transfer characteristic linearity / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin, A.A. Bombizov // Measurement Techniques. 2013. Vol. 55, № 11. P. 1281–1286.

19. Tanner A. Development of a High Stability L-band Radiometer for Ocean Salinity Measurements / A. Tanner, W. Wilson, F. Pellerano // Proceedings of the 2003 international Geoscience and Remote Sensing Symposium. 2003. P. 120–124.

20. Убайчин А.В., Филатов А.В. Многоприемниковые микроволновые радиометрические системы на основе модификации нулевого метода измерений. Томск: Изд-во ТУСУРа, 2014. 154 с.

21. United States Patent ICC G01S 3/02 20060101 G01S003/02/. Multi-channel radiometer imaging system / Ammar Danny F. 2006.

22. Ворсин Н.Н. Реализация предельной чувствительности модуляционных СВЧ-радиометров / Н.Н. Ворсин, Ю.А. Милицкий, В.М. Шаинский, В.С. Эткин // Изв. вузов. Радиофизика. 1987. Т. 30, № 8. С. 931–938.

23. А.с. №1574038 СССР, МКИ5 G01R 29/08. Многоканальный балансный радиометр / В.С. Аблязов. 4419538/24–09; заяв. 03.05.88.

УДК 621.396.41

ДЕМОНСТРАЦИОННЫЕ МОДУЛИ «ФОРМИРОВАТЕЛЬ OFDM», «СПЕКТРАЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ»

И.А. Черкасов, П.Я. Ширяев

Статья посвящена разработкам демонстрационных модулей, которые могут быть использованы в учебном процессе. Понятно, что чем проще и нагляднее представлен материал, тем он лучше усваивается. Нами разработан ряд демонстрационных модулей, позволяющих достаточно наглядно представить некоторые технологии формирования сигналов в современных системах передачи информации. В данной статье описываются демонстрационные модули, иллюстрирующие временное и спектральное представление сигналов, а также формирование OFDM-сигналов.

Ключевые слова: демонстрационные модули, спектральное представление сигналов, формирование OFDM-сигнала, программирование.

В системах передачи информации используются сложные алгоритмы формирования и обработки сигналов. В то же время практика показывает, что студенты не усваивают простых и важных вещей, это приводит к пробелам в знаниях и трудностям в дальнейшем обучении. Часто студенты пишут формулы, но не понимают при этом физический смысл производимых преобразований и получаемых результатов, поэтому не могут понять и усвоить изучаемый материал.

В таких условиях мы считаем целесообразным создание обучающих программ, которые наглядно показывают промежуточные шаги, приводящие к финальному результату. На кафедре РТС разработана линейка демонстрационных модулей, которые могут быть использованы при самостоятельной работе студентов, при проведении лекций, а также будут входить в состав лабораторных работ. На момент написания статьи разработано семь модулей. Некоторые из них уже использовались при проведении лабораторных работ, лекций и практических занятий и были получены положительные отзывы студентов и преподавателей.

Программа SPECTRUM. Известно, что любую периодическую функцию с некоторыми ограничениями можно представить в виде суммы гармонических колебаний с определенными амплитудами и фазами. Для наглядной иллюстрации этого положения был разработан демонстрационный модуль SPECTRUM.

Имеется постоянная составляющая и тридцать гармоник кратных частот, амплитуды и фазы которых пользователь может изменять и сразу же без задержек получать временное представление сигнала. В нижней области на рис. 1 можно наблюдать первые двадцать составляющих. Основную область окна занимает отображение сигнала. Можно наблюдать частотный спектр, изменять количество периодов наблюдения и масштаб по амплитуде. На самом деле, с некоторой оговоркой, можно сказать, что пользователь наблюдает OFDM-сигнал, так как суммируются гармоники кратных частот. OFDM-сигнал формируется в зависимости от вида модуляции, например при КАМ-4 будет четыре набора амплитуд и фаз. Пользователь может задавать амплитуды и фазы, как ему требуется, в том числе таким образом, чтобы получить OFDM-сигнал.

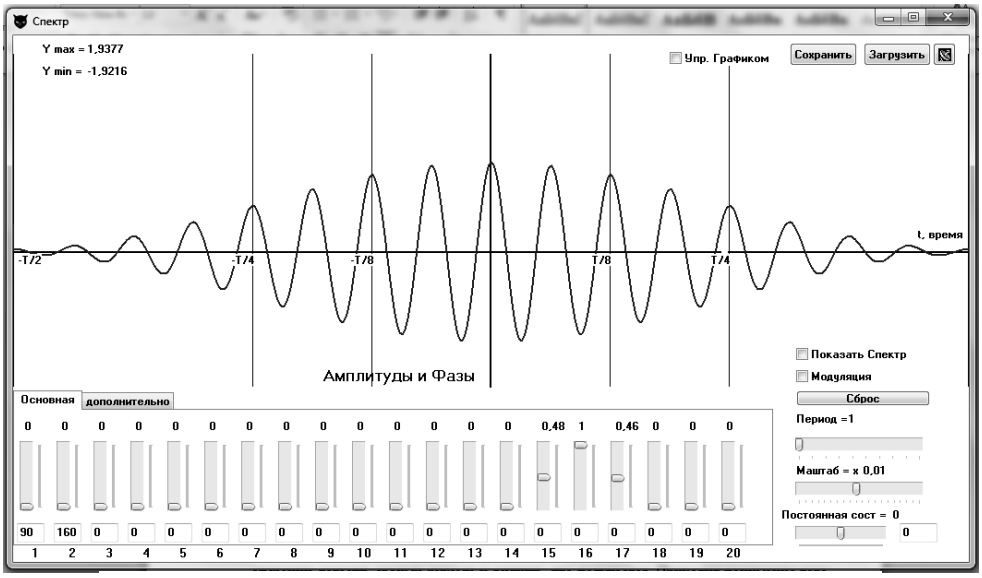


Рис. 1. Основное окно модуля спектрального представления сигнала

Демонстрационный модуль «Формирователь OFDM». Второй из двух представленных модулей наглядно показывает формирование OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) сигнала. Если подробнее, OFDM – это технология, способ формирования сигнала, в котором высокоскоростной поток разделяется на несколько параллельных битовых потоков меньшей скорости, каждый из которых модулирует свою поднесущую. Все это множество поднесущих ортогонально и передается одновременно. Каждая поднесущая модулируется при помощи КАМ (квадратурная амплитудная модуляция). При модуляции осуществляется перенос спектра модулирующего сигнала по частоте. В результате образуются высокочастотные сигналы, которые являются узкополосными в широком смысле. Это означает, что отношение верхней частоты к нижней частоте близко к единице. Их можно представить в виде косинусоиды, модулированной низкочас-

тотным сигналом. Узкополосный сигнал можно записать с помощью следующего соотношения:

$$S(t) = A_0(t) \times \cos(wt - \varphi(t), \quad (1)$$

где $A_0(t)$ – огибающая узкополосного сигнала; w – круговая частота; $\varphi(t)$ – начальная фаза.

Важное преимущество рассматриваемой технологии состоит в том, что длительность OFDM-символа значительно больше разброса задержек распространения. Это делает OFDM гораздо устойчивее к межсимвольной интерференции и мультипликативной помехе, вызванной многолучевым распространением радиоволн в канале связи. Межсимвольная интерференция – это форма искажения сигнала, которая вызвана наложением одного символа на другой [3]. Этот эффект наблюдается как в проводных, так и в беспроводных системах передачи данных. Схема OFDM-модулятора изображена на рис. 2.

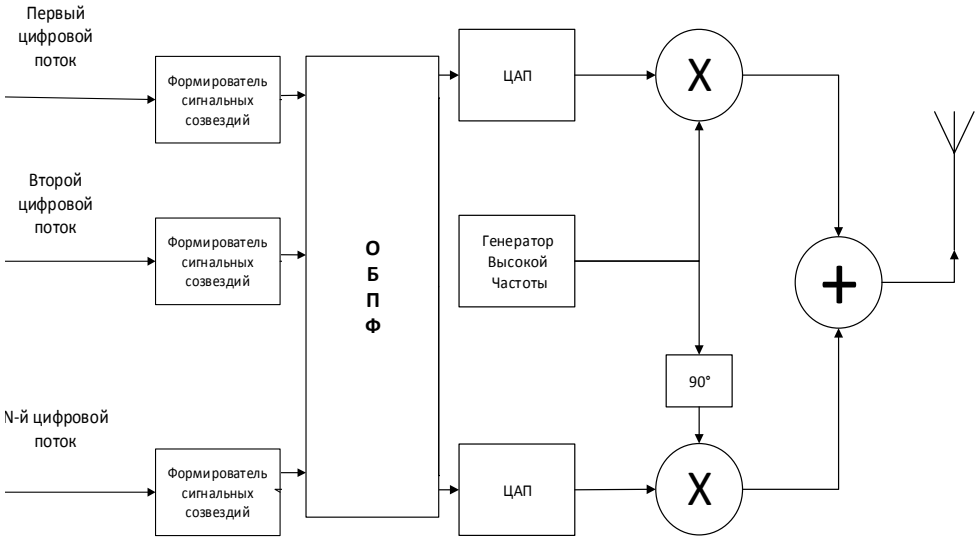


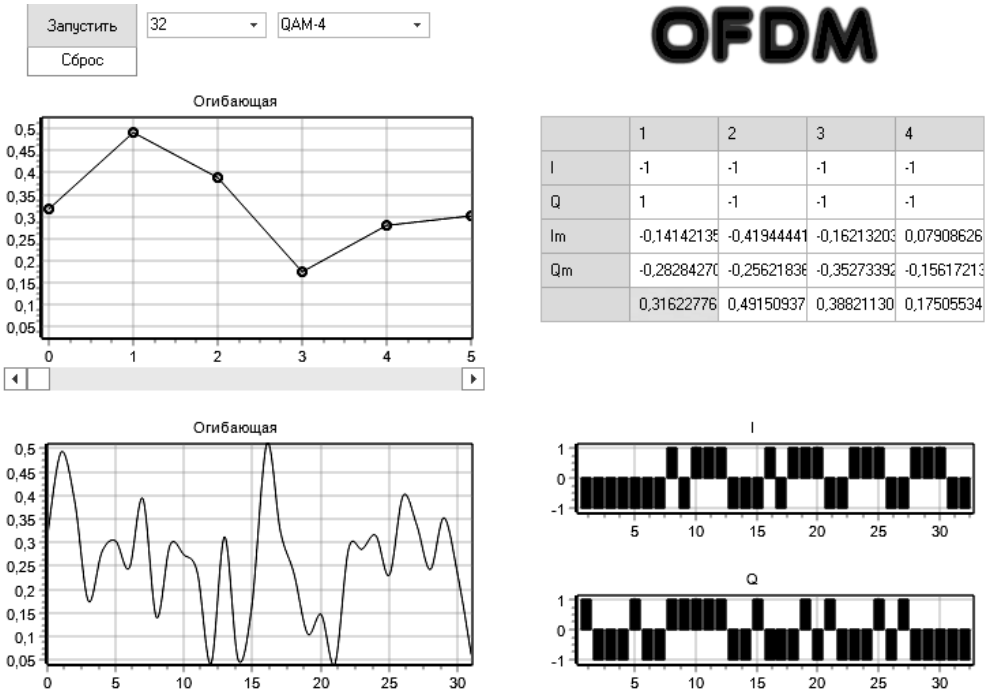
Рис. 2. Схема OFDM-модулятора

Как видно из схемы, на вход поступает N цифровых потоков, далее в каждый момент времени в зависимости от кратности квадратурной амплитудной модуляции формируется сигнальное созвездие для каждого потока. Результат всех формирователей созвездий поступает на модуль обратного преобразования Фурье, на выходе которого получаем две составляющие – мнимую и реальную. В реальных системах после этого происходит преобразование выходных данных в высокочастотный сигнал и передается каким-либо способом. В нашей же программе в этом нет необходимости, поэтому в главном окне программы будет наблюдаться результат ОБПФ.

Модуль дает возможность выбрать количество цифровых потоков (поднесущих), которые он будет генерировать, и глубину модуляции. Количество поднесущих в программе можно изменять от 4 до 2048. В реальных системах их количество уже достигает десятков тысяч. Видов модуляции, предусмотренных в программе, три – это КАМ-4, КАМ-16, КАМ-32. Известно, что в современных системах используются КАМ-256 и даже более сложные виды модуляции. Более низкие кратности модуляции использованы специально, с целью повышения на-

глядности. При большом количестве поднесущих и большой кратности модуляции пользователь не успеет пронаблюдать получение OFDM-сигнала.

Для разных видов модуляции по определенному количеству символов формируются синфазная и квадратурная составляющие сигнала. Полученные составляющие определяют набор амплитуд и фаз для гармоник кратных частот, которые поступают на ОБПФ, вследствие чего формируется OFDM-сигнал, огибающую которого можно наблюдать на рис. 3. В левой верхней половине экрана расположен график огибающей с увеличенным масштабом, а в левом нижнем углу – тот же график, только целиком. В таблице расположены последние значения символов цифрового потока, огибающей и фазы. В нижнем правом углу отображаются уровни синфазной и квадратурной составляющей OFDM-сигнала.



	1	2	3	4
I	-1	-1	-1	-1
Q	1	-1	-1	-1
Im	-0,14142135	-0,41944441	-0,16213203	0,07908626
Qm	-0,28284270	-0,25621838	-0,35273392	-0,15617213
	0,31622776	0,49150937	0,38821130	0,17505534

Рис. 3. Демонстрационный модуль OFDM

Мы попытались наглядно показать основные этапы формирования OFDM-сигнала. Имеется возможность изменять кратность КАМ и количество поднесущих OFDM-сигнала. А пользователь сможет пронаблюдать, что изменится, и сделать советующие выводы.

Литература

1. Бернгардт А.С. Современное образование: актуальные проблемы профессиональной подготовки / А.С. Бернгардт, П.Я. Ширяев // Матер. междунар. науч.-метод. конф., Томск, 30–31 января 2014 г. Томск, 2014. С. 61–62.

2. Акулиничев Ю.П., Бернгардт А.С. Теория и техника передачи информации: учеб. пособие. Томск: Эль Контент, 2012. 210 с.

3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: 2-е изд.; пер. с англ. М.: Изд. дом. «Вильямс», 2003. 1104 с.

УДК 608.2

ЗАВИСИМОСТЬ ИНТЕНСИВНОСТИ ИНТЕРФЕРОГРАММЫ ОТ РАЗМЕРОВ ИСТОЧНИКОВ ОСВЕЩЕНИЯ

М.В. Заякин, М.В. Зинченко, А.В. Максимов, В.А. Тихонов

Реальные источники радиоволн имеют конечные размеры, и для реализации математической модели процесса интерференции требуется анализ совокупности точечных излучателей. На основе реализованной математической модели производится анализ и выявляются требуемые параметры реальных антенн для получения качественных интерферограмм при радиоволновом сканировании [1].

Ключевые слова: интерференционная картина, размер базы, размер излучающих антенн.

Интерференционная картина на плоскости от точечных излучателей. Интерференция волн – сложение двух или более волн с одинаковыми частотами и различными амплитудами, начальными фазами и направлениями распространения волн [2]. При интерференции происходит перераспределение интенсивности.

Сферическая волна описывается уравнением:

$$E = \frac{E_0}{r} \cdot \exp[i(wt + kr + \varphi)], \quad (1)$$

где E_0 – амплитуда; $\omega = 2\pi f$, $f = 60$ ГГц; $k = 2\pi(f/c)$ – волновое число; r – расстояние от излучателя до рассматриваемой точки; $\varphi = 0$ – фаза.

По принципу суперпозиции в области пересечения двух когерентных волн результирующее поле определяется их суммой:

$$E = E_1 + E_2. \quad (2)$$

Интенсивность описывается следующим соотношением:

$$I = \sum_j \sum_k E_j E_k^* = E_1 E_1^* + E_1 E_2^* + E_2 E_1^* + E_2 E_2^*, \quad (3)$$

где $j, k = 1, 2, \ldots, n$; n – число источников.

Математическая модель представляет собой совокупность источников излучения, расположенных на фиксированном расстоянии (называемом базой) относительно друг друга и плоскости наблюдения интерферограмм.

График изменения интенсивности для двух точечных источников, на участке размером 2 м представлен на рис. 1. Расстояние от плоскости базы до плоскости участка 1 м. Размер базы 0,2 м. База центрирована относительно плоскости.

На рис. 1, *а* отображено убывание амплитуды от центра к краям рассматриваемого участка пространства. При этом расстояние между узлами и пучностями в центральной области имеет постоянный характер (рис. 1, *б*) и возрастающий на краевых участках исследуемой области.

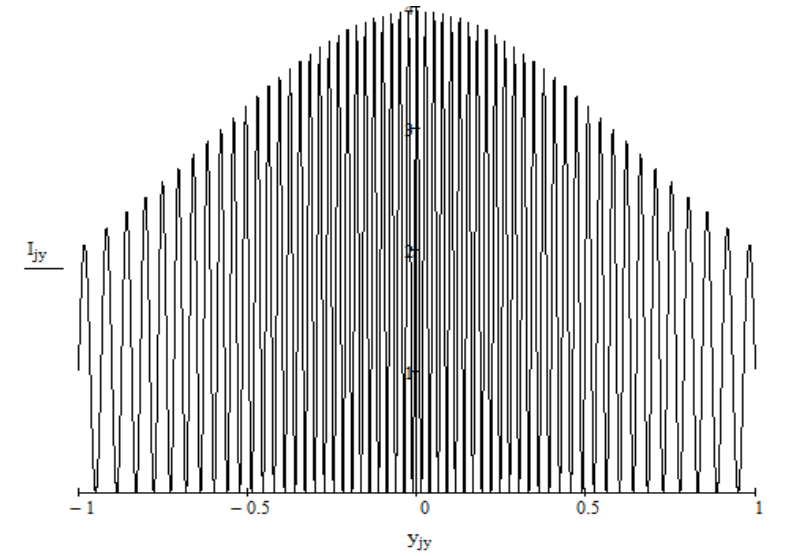
Интерферограмма на плоскости экрана представлена на рис. 2.

Интерференционная картина на плоскости от источников с конечными размерами. Рассмотрим излучатели конечных размеров, участвующие в создании интерференционной картины, как совокупность точечных источников. В математической модели излучатель представлен как 6 точечных источников, интерферирующих между собой и источниками, составляющими парную антенну.

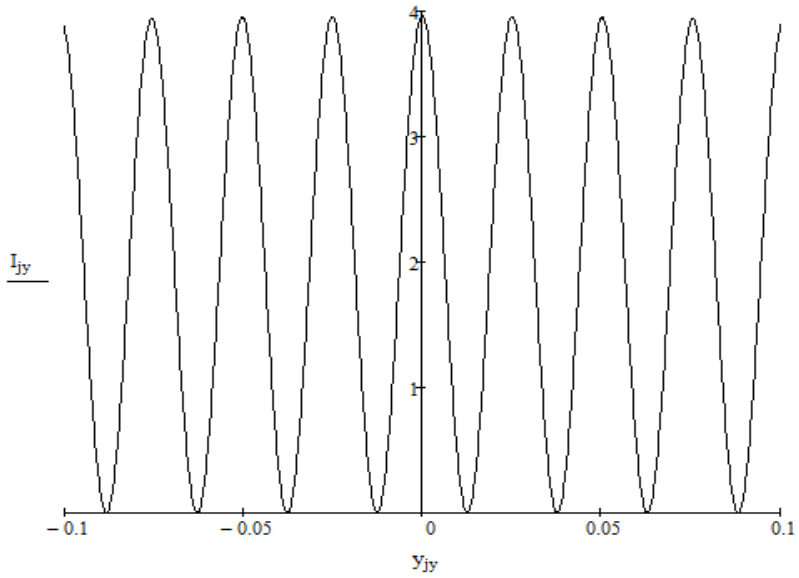
Размеры парных антенн в математической модели $3\lambda = 15$ мм. Расстояние между точечными источниками, рассчитанное по формуле (4), равно $0{,}6\lambda$.

$$\frac{A}{N-1}, \qquad (4)$$

где A – размер антенны; N – число точечных источников.



а



б

Рис. 1. Распределение интенсивности

Интенсивность математической модели антенн с конечными размерами представлена на рис. 3.

При сравнении интерферограмм для точечных источников и источников с конечными размерами (см. рис. 2. 3) выявлено, что интерференционные картины в центральной части (полоса 40 см) имеют схожий характер, но для реальных антенн интенсивность резко убывает при удалении от центра к краям.

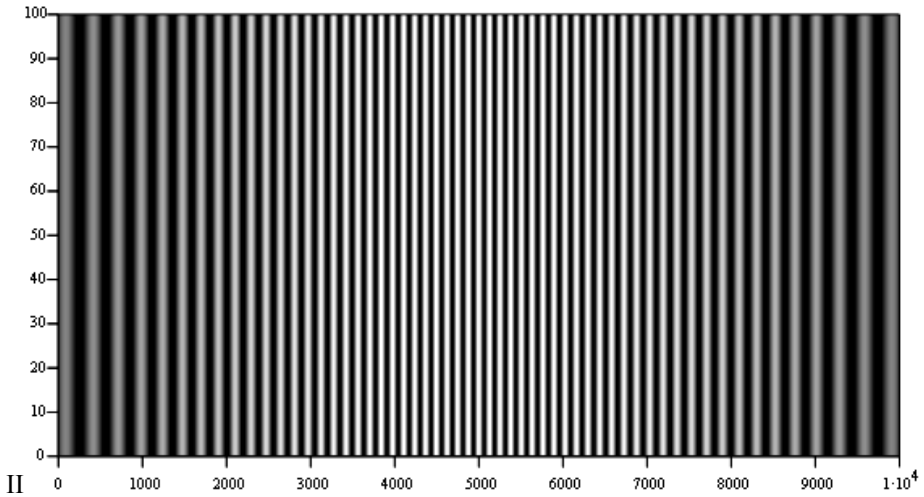


Рис. 2. Интерферограмма плоскости для точечных источников

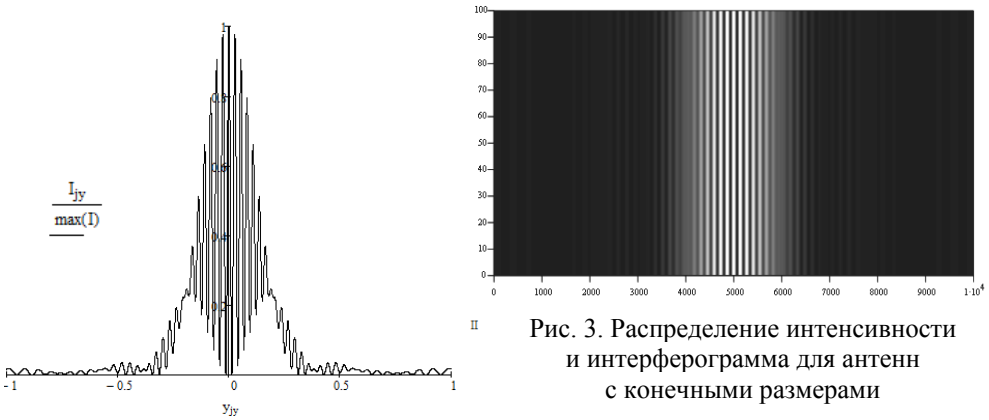


Рис. 3. Распределение интенсивности и интерферограмма для антенн с конечными размерами

Необходимо подобрать параметры антенн такие, чтобы приблизить распределение интенсивности реальных антенн к распределению интенсивности точечных источников. Для этого в математической модели используются антенны меньших размеров.

Простейшей апертурной антенной является открытый конец волновода.

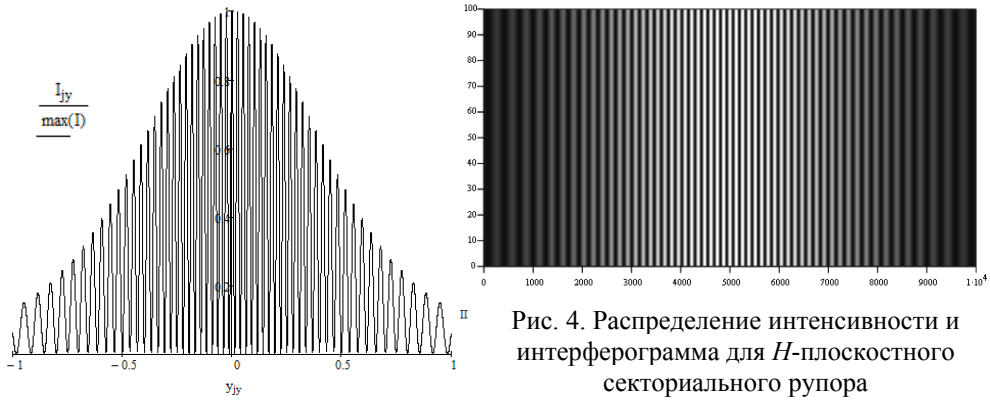


Рис. 4. Распределение интенсивности и интерферограмма для *H*-плоскостного секториального рупора

При параметрах волновода, соответствующих *H*- и *E*-плоскости, получено распределение интенсивности, представленное на рис. 4 и 5.

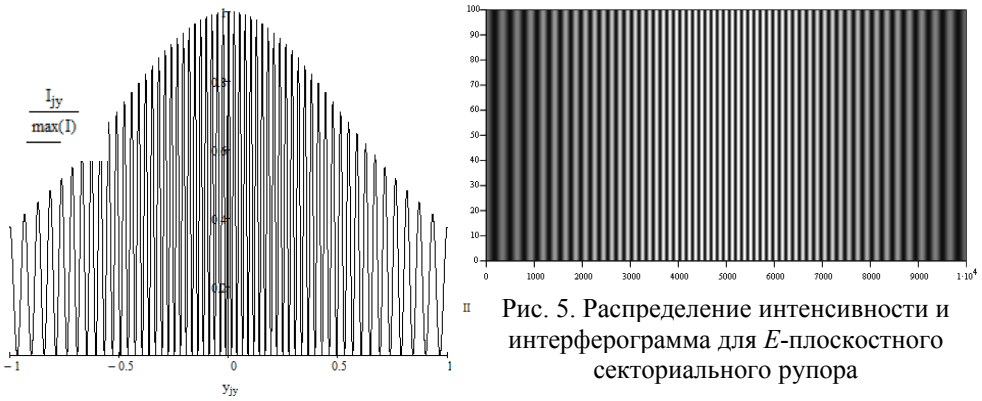


Рис. 5. Распределение интенсивности и интерферограмма для *E*-плоскостного секториального рупора

Для частот 49,8–75,77 ГГц в соответствии с ГОСТ 20900–75 рекомендованный размер волновода 3,6×1,8 мм, что соответствует 0,72×0,36 λ.

Расстояние между точечными источниками, рассчитанное по формуле (4), равно 0,144λ и 0,072λ соответственно для *H*-плоскостного и *E*-плоскостного секториального рупора.

Из анализа интерферограмм качественную интерференционную картину создают оба типа антенн, но при этом *E*-плоскостной секториальный рупор создает интерферограмму с более равномерным распределением.

Литература

1. Заякин М.В., Зинченко М.В., Ивушкин К.В. и др. Радиоволновое сканирование // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых 13–15 мая 2015 г.: в 5 ч. Ч. 1. Томск: В-Спектр, 2015. С. 41–43.

2. Интерференция_света – Википедия [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/ Интерференция_света (дата обращения: 08.10.2015).

УДК 621.396.41

РАЗРАБОТКА МОДЕЛЕЙ РЕАКТИВНЫХ ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ

А.А. Залевский

Представлена одна из основных проблем моделирования электрических схем. В качестве объекта моделирования был взят фильтр на LC-компонентах. После изучения моделей реактивных пассивных элементов предложена рабочая эквивалентная модель катушки индуктивности и конденсатора до частоты 500 МГц. По полученным моделям спроектирован и спаян полосовой фильтр, измеренные характеристики которого стали соответствовать проектируемым.

Ключевые слова: эквивалентная модель, добротность, паразитные параметры, *s*-параметр.

Основной недостаток классической концепции проектирования. Основным недостатком классической концепции проектирования является отсутствие

точных моделей, по которым результаты измерения совпадали бы с желаемыми. Из-за этого приходится выполнять итерационный процесс измерения параметров проектируемого макета, а затем изменение модели так, чтобы характеристики по модели совпали с макетом. После изменения модели изменяется макет, и если результаты снова не совпали, цикл выполняется снова. Поэтому наличие достоверных моделей является важным фактором при правильном проектировании. В данной работе представлены этапы получения таких моделей для чип конденсаторов и катушек индуктивностей. Таким образом, актуально иметь достоверные модели для быстрой разработки электрических схем.

Постановка задачи. В инженерной практике часто используют в моделирование вместо математической модели компонента блок с параметрами конкретного электронного компонента. В этом случае можно быть уверенным, что измеренные на практике параметры будут такими же, как и в моделировании. Но если еще не известно, какой именно компонент нужно установить, то перебор всех блоков параметров является длительным и нерациональным процессом моделирования. Поэтому необходимо получить модель, у которой можно быстро менять основной параметр и при этом характеристики модели должны соответствовать характеристикам блока конкретного компонента. В качестве сравниваемых характеристик возьмем s-параметры, так как в дальнейшем при проектировании фильтра нас будут интересовать именно они.

Моделирование реальных компонентов. Работа по моделированию проводилась в среде AWR Design Environment. Сначала разберемся с моделью конденсаторов. В качестве макетных компонентов конденсаторов будем брать Murata Chip 0402. Первая модель конденсатора представлена на рис. 1. У неё имеется пять параметров: ёмкость (*C*), параллельная проводимость (*G*), добротность (*Q*) на частоте (*FQ*) и степенной показатель (*ALPH*). Проводимость считается по формуле (1).

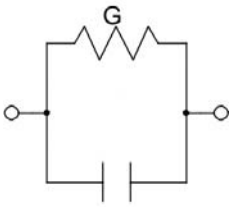


Рис. 1. Простая эквивалентная модель конденсатора

$$Y = 2\pi f C\left(\frac{1}{Q(f)} + j\right), \qquad (1)$$

где $Q(f) = Q\left(f \middle/ FQ\right)^{ALPH}$.

Для проверки модели будем сравнивать графики зависимости параметра S11 от частоты в схеме последовательного соединения, так как при таком анализе различия наглядны и заметны. В качестве достоверной модели будем считать блок с параметрами, взятый с сайта производителя. На рис. 2 сплошная линия это зависимость блока с сайта, пунктир – по модели, а остальные пунктирные это характеристики при разных значениях других параметров модели, емкость во всех случаях одинаковая. Из рисунка видно, что данная модель при любых значениях параметров не будет совпадать с желаемыми характеристиками.

Понятно, что для того чтобы иметь характеристику у модели такую же, как у реального конденсатора, нужно иметь более сложную модель, в которой будет резонанс на определённой частоте. В AWR Design Environment есть другие модели, приведенные на рис. 3. У каждой эквивалентной схемы есть много своих параметров, помимо ёмкости. Суть выбора модели в том, чтобы найти такую модель, у которой можно было бы определить все параметры, кроме ёмкости, так,

чтобы при изменении только ёмкости S-параметры эквивалентной модели совпадали с S-параметрами реальных компонентов до определенной частоты.

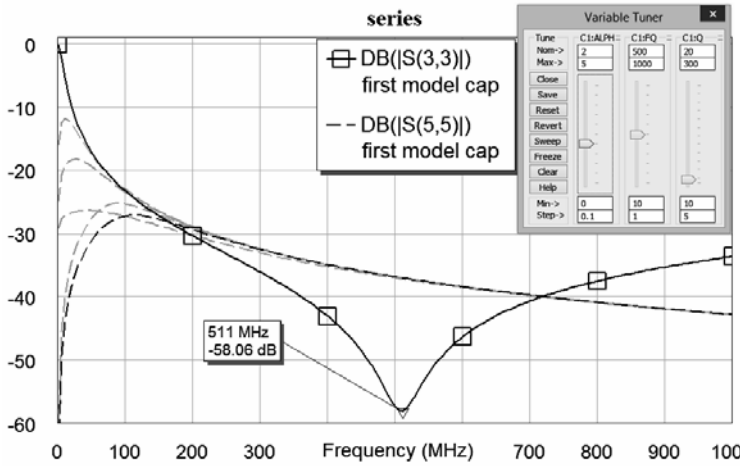


Рис. 2. Модуль коэффициента отражения у реального конденсатора и у простой модели

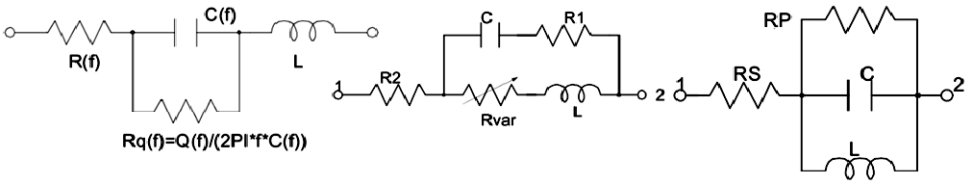


Рис. 3. Эквивалентные схемы замещения конденсатора

Далее нужно исследовать каждую модель в поисках универсальных параметров. Для того чтобы убедиться, что выбрана нужная модель и найдены необходимые параметры, построим на одном графике зависимости S11 для конденсаторов разной ёмкости от 1,1 до 220 пФ и на нем же зависимости S11 у найденной модели при тех же значениях ёмкостях. На рис. 4 сплошной линией представлена зависимость у реальных конденсаторов, а пунктиром – у модели.

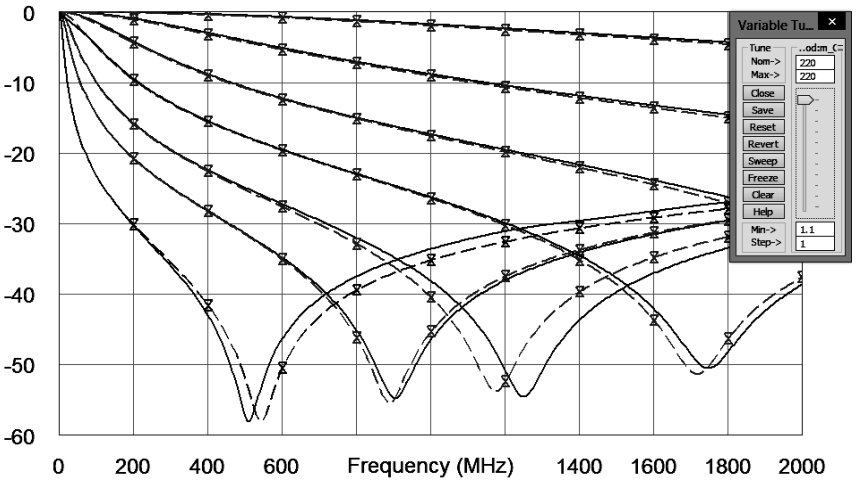


Рис. 4. Зависимости S11 (дБ) для конденсаторов разной ёмкости от 1,1 до 220 пФ

По графику можно сказать, что на частотах ниже собственного последовательного резонанса модель верно описывает поведение реального конденсатора. Заметим, что чем больше емкость, тем раньше по частоте конденсатор перестаёт иметь ёмкостную реактивную часть и уже не выполняет свои функции.

Таким образом, найдены модель и её параметры для реальных конденсаторов фирмы Murata в 0402 корпусе. Этим же способом была найдена модель катушки индуктивности. На рис. 5 показаны эквивалентная электрическая принципиальная схема замещения и её параметры для конденсатора (слева) и для катушки индуктивности (справа).

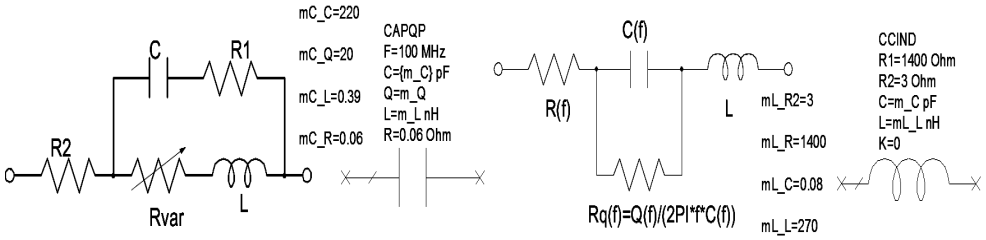


Рис. 5. Эквивалентная электрическая принципиальная схема замещения и её параметры для конденсатора (слева) и для катушки индуктивности (справа)

Использование модели. Для того чтобы проверить полученные модели, используем их для моделирования пассивного LC-фильтра. Предположим, что есть техническое задание (таблица).

Требования к фильтру на LC-компонентах

Тип фильтра	Полосно-пропускающий
Центральная частота фильтра, МГц	96
Полоса частот фильтра (по уровню минус 3 дБ), МГц	15
Нижняя граница полосы заграждения фильтра, МГц	80
Ослабление в полосе пропускания, дБ	Не более 6
Ослабление в полосе частот 0 до –80 МГц, дБ	Не менее 30
Номинальное волновое сопротивление входа и выхода фильтра, Ом	50
КСВ входа/выхода в полосе пропускания, не более	1,5

Зададим все требования в параметры оптимизатора, топология фильтра была заранее определена, и её можно видеть на рис. 7. Пределы изменения номиналов установлены в соответствии с имеющимся набором индуктивностей и конденсаторов. На рис. 6 представлены параметры S11 и S21, линией с треугольниками показана зависимость, полученная после оптимизации и выбора номиналов из существующего ряда на полученных моделях, пунктиром – зависимость этого же фильтра, только посчитанного на идеальных компонентах, жирной линией – измеренные характеристики.

Из рис. 6 видно, что график на идеальных компонентах имеет резкие выбросы или спады, что в реальности не может быть из-за конечной добротности компонентов. А график по полученным моделям имеет более плавный характер, и у него совпадают точки резонансов из-за того, что модель учитывает паразитные параметры реальных компонентов.

Измерение проводилось на скалярном анализаторе цепей P2M, предоставленном НПФ «Микран».

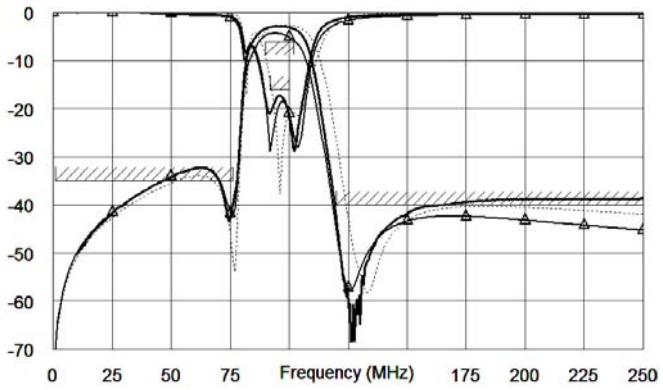


Рис. 6. Зависимости параметров S11 и S21для сравнения полученной модели

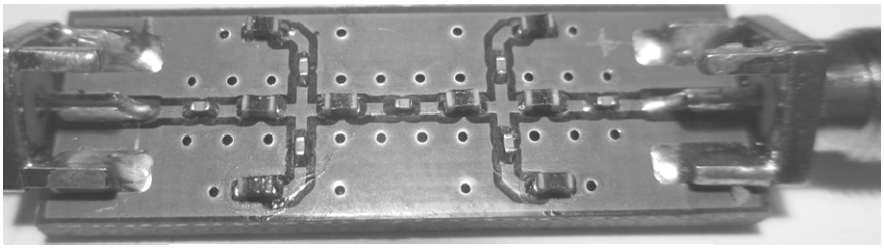


Рис. 7. Фото топологии пассивного LC-фильтра

Заключение. По результатам проделанной работы можно сделать следующие выводы:

1. С помощью эквивалентной принципиальной схемы можно представить поведение реального конденсатора или катушки индуктивности с определенной точностью до определенной частоты.

2. На основе таких моделей можно достигнуть требуемого результата за меньшее количество итерацией в процессе проектирования.

3. Полученные модели можно использовать в процессе оптимизации, так как эта модель представляет собой определённую непрерывную функцию от номинального значения.

4. Полученная модель не является точной на частотах выше 500 МГц, так как чем выше частота, тем более сложной эквивалентной схемой нужно представлять реальные компоненты из-за эффектов, вызванных протеканием высокочастотного тока. А так же параметры этой схемы замещения не остаются постоянными на разных частотах.

Литература

1. Джонс Дж. К. Методы проектирования. М.: Мир, 1986. 326 с

2. Гошин Г.Г. Устройства СВЧ и антенны. Ч. 2. Антенны: учеб. пособие. 2012. 159 с.

3. AWRDE User Guide – NI AWR Design Environment 12 Edition: 1960 E. Grand Avenue, Suite 430. El Segundo, CA 90245 USA.

УДК 551.501.7

УПРАВЛЕНИЕ КОМПЬЮТЕРОМ ПРИ ПОМОЩИ ПУЛЬТА ДУ

А.В. Кулешов

Сегодня те, кто не только просто работает на компьютере, но и использует его для просмотра различных фильмов, наверняка ловили себя на мысли, что было бы гораздо удобнее использовать пульт дистанционного управления (ДУ) для манипулирования медиаплеером при просмотре фильма на экране. Особенно это ощущается в том случае, когда компьютер подключают к телевизору, на котором не разглядеть ни иконок, ни надписей. Для того чтобы запустить медиаплеер, придется искать его ярлык на рабочем столе или в списке программ, которые на телевизоре также проблематично разглядеть, не говоря уже о поиске ползунка регулятора громкости или перемотки. Также было бы очень удобно листать презентации нажатием кнопки на пульте ДУ.

Ключевые слова: ИК-сигнал, аналоги и их недостатки, метод передачи сигнала, описание разрабатываемой программы и её польза для науки.

ИК (инфракрасный сигнал) представляет собой последовательность вспышек инфракрасного диода пульта ДУ (дистанционного управления), которые вспыхивают при нажатии на кнопку и несут в себе информационную последовательность.

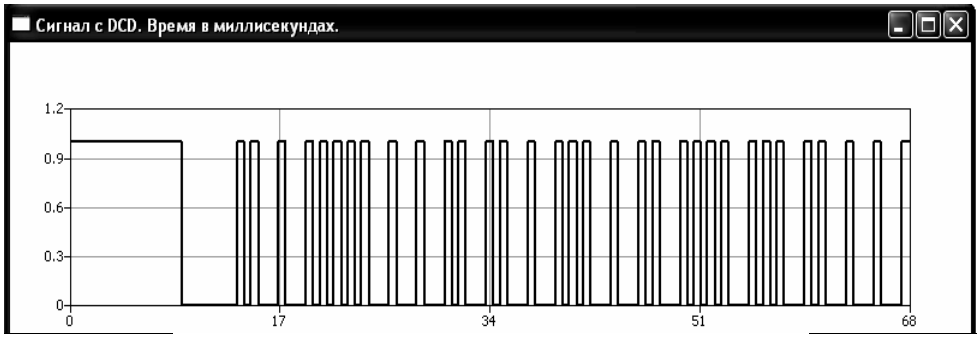


Рис. 1. Вид сигнала пульта дистанционного управления

Аналогом разрабатываемой программы являются winLIRC и slycontrol, но в данных программах есть некоторые недостатки, которые стараюсь исправить в своей программе.

Недостатки winLIRC:

1) сложная для интуитивного восприятия;

2) консольная;

3) долгая в настройке.

Недостатки slycontrol:

1) платная;

2) есть значительное количество настроек, которые не пригодятся при использовании программы для повседневных нужд.

Разрабатываемая программа будет включать только положительные моменты обоих её аналогов:

1) бесплатная;

2) легкость настройки;

3) исполнение в виде виджета;

4) быстрота настройки.

Ниже представлен принцип приема и обработки сигнала с пульта.

Принцип снятия сигнала заключается в следующем: (DCD – Data Carrier Detected):

1) производится опрос COM-порта, а именно линии DCD на предмет изменения состояния порта;

2) программным путем анализируются времена изменения состояния активности;

3) если время изменения состояния активности соответствует некоторому временному промежутку, то программа воспринимает сам сигнал и согласно определенному алгоритму, полученному экспериментальным путем, определяет что это такое;

4) кодовая последовательность, принятая путем анализа сигнала, приравнивается к выполнению некоторого действия на компьютере;

5) программа, проанализировавшая принятую последовательность, запускает, например, блокнот.

На рис. 1 представлен вид сигнала, где при старте сигнала идут сравнительно длинная вспышка и пауза – это стартовый бит. Сразу за ним идут небольшие по времени всплески и паузы, которые и показывают кодовую часть сигнала. В конце же идет стоповый бит.

Польза для науки от подобной разработки заключается в следующем:

1) появляется простая и бесплатная программа, которую можно использовать, например, при демонстрации презентаций учащимися, что даст возможность более наглядно и доступно представлять свой доклад;

2) появится возможность использовать компьютер в том числе и как медиа центр.

Литература

1. Axelson J. Serial Port Complete: COM Ports, USB Virtual COM Ports, and Ports for Embedded Systems. Lakeview. Lakeview Research, 2007. 380 p.

2. Шлее М. Qt 4.8 профессиональное программирование на C++. СПб.: БХВ-Петербург. 2012. 912с.

3. Максим Кузнецов, Игорь Симдянов. C++ мастер-класс в задачах и примерах. СПб. БХВ-Петербург. 2007. 478с.

4. Б. Пахомов. C/C++ и MS Visual C++ 2005 для начинающих. СПб. БХВ-Петербург, 2007. 464 с.

УДК 531.551, 621.371.351

АНАЛИЗ БАЛЛИСТИЧЕСКОГО ПОСТРОЕНИЯ ГРУППИРОВКИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ДЛЯ ПАССИВНОГО МОНИТОРИНГА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ НА ВЫСОКОЭЛЛИПТИЧНОЙ ОРБИТЕ

Д.О. Королев, А.А. Мещеряков

Рассматривается использование группировки космических аппаратов (КА) на высокоэллиптичных (ВЭО) и геостационарных (ГСО) орбитах для мониторинга Земли. Проведено моделирование баллистического движения, получе-

ны зоны видимости и время наблюдения КА. Показаны преимущества и возможности использования данной группировки.
Ключевые слова: спутник, баллистика, мониторинг, высокоэллиптичная орбита, геостационарная орбита.

Среди различных радиотехнических средств наблюдения за земной поверхностью обособленно выделяют радиолокационные системы мониторинга космического базирования. Преимущества данных систем для решения комплексных задач заключаются в возможности регулярного получения информации в глобальных масштабах из удаленных и труднодоступных районов со сложным рельефом местности.

На сегодняшний день можно с уверенностью сказать, что радиолокационные системы мониторинга Земли бурно развиваются по следующим направлениям [1]:

- Делается упор на широкое применение комплексных методов обработки с использованием набора оптических и радиолокационных датчиков.
- Происходит объединение и стандартизация требований к аппаратуре военного и гражданского применения, мониторинга катастроф и чрезвычайных ситуаций.
- Увеличивается состав орбитальных группировок для уменьшения времени обновления информации путем введения низкоорбитальных малых космических аппаратов.
- Используется гибкое управление параметрами сигналов и режимами, возможность совмещения активных (передающих) и пассивных (приемных) устройств в многопозиционные авиакосмические элементы глобальной информационной системы.

Одним из направлений деятельности Научно-исследовательского института радиотехнических систем ТУСУРа является мониторинг поверхности Земли при помощи группировок КА с различным баллистическим построением.

Влияние параметров орбиты: высоты, формы, пространственного расположения относительно наблюдателя – оказывается очень существенным для решения той или иной задачи. Формирование солнечно-синхронной орбиты для метеорологических наблюдений описывалось в [2]. В данной статье основной акцент сделан на использовании ВЭО и ГСО для мониторинга Земли.

Общие требования к параметрам орбит и орбитального построения систем КА на ГСО и ВЭО изложены в [3–5], где подробно рассмотрены особенности и характеристики систем. Основными параметрами, характеризующими тип эллиптической орбиты, являются период обращения спутника вокруг Земли и эксцентриситет. В настоящее время используются несколько типов эллиптических орбит – Borealis, Archi-medes, «Молния», «Тундра». Постоянство местоположения КА на эллиптической орбите обеспечивается только при двух значениях наклонения плоскости орбиты к экватору – 63,4 и 116,6 град [6]. Это объясняется воздействием неоднородностей гравитационного поля Земли, из-за которого большая ось эллиптической орбиты испытывает вращательный момент, что приводит к колебаниям широты подспутниковой точки в апогее.

Рассматриваемая группировка состоит из двух спутников на ВЭО «Молния» и одного спутника на ГСО. Каждый спутник на ВЭО работает только в определенной части своей орбиты, известной как активная дуга [7]. На рис. 1 приведена иллюстрация активной дуги ВЭО и ГСО. Для недопущения создания помех в отношении и со стороны ГСО с одинаковыми частотами длина активной

дуги обычно устанавливается таким образом, чтобы она не пересекалась ни с одной линией между ГСО и поверхностью Земли. У данной системы активная дуга охватывает апогейный участок орбиты. Работа КА в зоне активной дуги составляет около 7 ч.

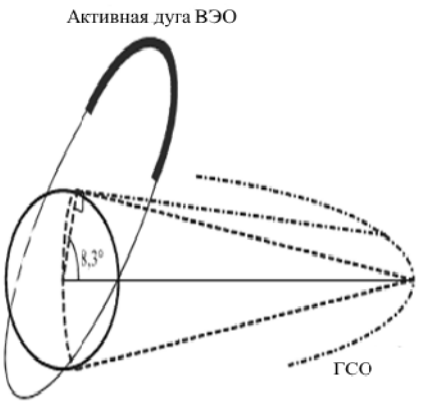


Рис. 1. Взаимное расположение ВЭО и ГСО и иллюстрация активной дуги

Координаты широты B и долготы L КА на поверхности Земли рассчитываются по формуле [8]

$$\begin{cases} B = \arcsin\left(\sin(u)\cdot\sin(i)\right), \\ L = \Omega + \operatorname{arctg}\left(\operatorname{tg}(u)\cdot\cos(i)\right) - S + \Delta\Omega\dfrac{t}{T}, \end{cases} \quad (1)$$

где u – аргумент широты; i – наклонение орбиты; Ω – начальное значение долготы восходящего узла; $S = S_0 + w_З\left(t - t_{S_0}\right)$ – звездное время на Гринвичском меридиане; t – текущее время полета; S_0 – звездное время в гринвичскую полночь; t_{S_0} – время наступления гринвичской полночи; $w_З$ – угловая скорость вращения Земли; $\Delta\Omega$ – прецессия узла орбиты за один оборот; T – период обращения КА.

На рабочем участке линия подспутниковых точек КА-1 и КА-2 представляет собой кривую в виде петли на поверхности Земли (рис. 2). Эти два КА располагаются в двух разнесенных орбитальных плоскостях, долготы восходящих узлов которых отстоят друг от друга на 30 град. Период рассматриваемой орбиты составляет около 12 ч за сутки, траектория КА формирует одну рабочую петлю витка над Восточным полушарием, а другую – над Западным. При этом один виток является основным, другой – сопряженным.

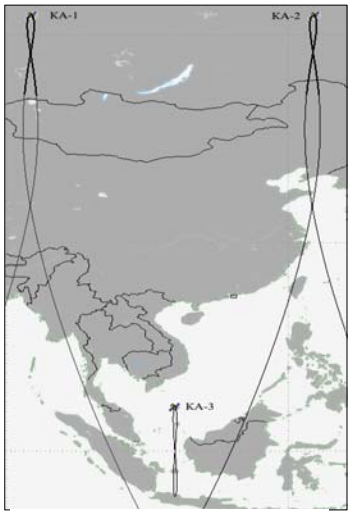


Рис. 2. Трассы КА на ВЭО и ГСО

Для обеспечения покрытия северных широт ГСО имеет наклонение 3–7 град. Работа КА на ГСО и ВЭО строго синхронизирована – в момент достижения апогея на ВЭО спутник на ГСО имеет максимальное наклонение.

Моделирование проводилось в программном пакете AGI Satellite Tool Kit 10.1 по данным, представленным в таблице.

Параметры орбит группировки КА

Название	Элементы орбиты							
	a, км	T, с	e	i, град	w, град	Ω, град	$H_{\text{пер}}$, км	$H_{\text{апог}}$, км
КА-1	26313	42480	0,725	62,8	270	27	845	39026
КА-2	26313	42480	0,725	62,8	270	57	845	39026
КА-3	41770	84960	0	6,5	0	150	35392	35392

Анализ зон видимости КА должен учитывать положение механики космического полета и базируется на определении зон радиовидимости. Методы ее ре-

шения содержатся в [3–5]. В общем случае эллиптической орбиты с изменяющимися координатами и высотами можно говорить о мгновенных зонах, соответствующих тому или иному моменту времени, для которого известно положение КА в пространстве [9]. Зоны покрытия территории Земли с ГСО и ВЭО показаны на рис. 3. Зоны наблюдения на рисунках построены с учетом ограничения угла наклона, при котором минимальный угол места, с которого возможен прием сигнала, равен 10 град.

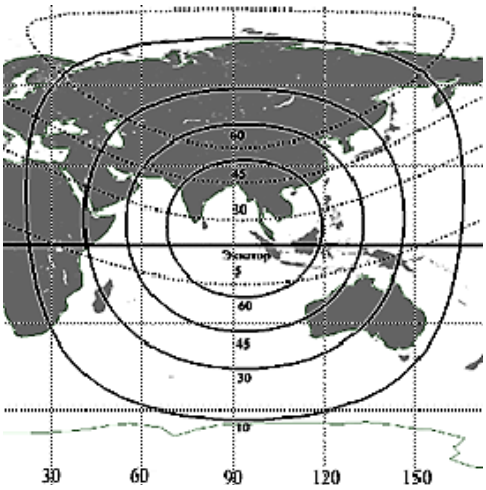


Рис. 3. Гарантированные углы видимости КА. Сплошная – ГСО; пунктир – ВЭО

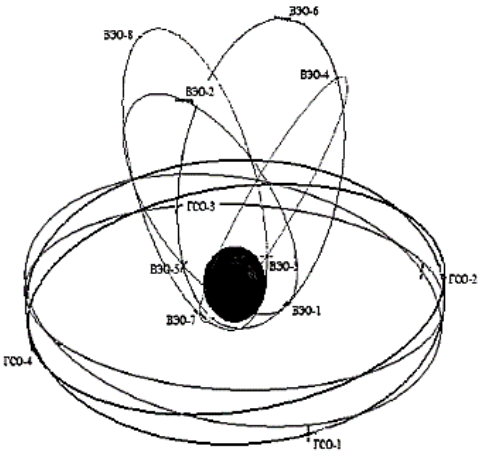


Рис. 4. Траектории движения КА по орбитам в инерциальной системе координат при полном составе группировки КА

Возможность непрерывного мониторинга обеспечивается, если использовать восемь КА на ВЭО и четыре КА на ГСО (рис. 4). В этом случае движение всех КА на ВЭО происходит в 4 орбитальных плоскостях, разнесенных на 90 град относительно друг друга. В каждой орбитальной плоскости находится два КА, имеющих 7-часовую задержку прохождения перигея. Движение группировки происходит таким образом, что в момент, когда четыре КА достигают перигея, остальные проходят линию узлов и начинают движение по траектории восходящего узла. В момент выхода спутника из активной дуги его заменяет другой КА, тем самым обеспечивая непрерывное наблюдение.

Спутники на ГСО также расположены в 4 орбитальных плоскостях, сдвинутых по долготе. Долгота восходящего узла подобрана так, чтобы обеспечить равноудаленное положение относительно апогейных участков ВЭО.

В целом результаты проведённых исследований позволяют говорить, что полная группировка из 12 КА охватывает зону от 87° с.ш. до 45° ю.ш. Моделирование дает возможность изменения начальных параметров орбит для формирования баллистического построения группировки спутников под конкретные задачи. Помимо всего, возможно упрощение состава группировки до 10 спутников (8 КА на ВЭО и 2 на ГСО) за счет уменьшения зоны видимости, однако подробно данный вариант не рассматривался.

Работа выполнена в рамках Госзадания Минобрнауки «Наука 2015».

Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / под ред. В.С. Вербы. М.: Радиотехника, 2010. 680 с.

2. Королев Д.О. Баллистический расчет орбиты движения малого космического аппарата для исследования параметров принимаемого сигнала // Научная сессия ТУСУР–2015: матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. 13–15 мая 2015 г. Ч. 1. Томск: В-Спектр, 2015. С. 22–24.

3. Чернявский Г.М. Орбиты спутников связи / Г.М. Чернявский, В.А. Бартенев. М.: Связь, 1978. 240 с.

4. Иванов Н.М. Баллистика и навигация космических аппаратов / Н.М. Иванов, Л.Н. Лысенко. М.: Дрофа, 2004. 544 с.

5. Машбиц Л.М. Компьютерная картография и зоны спутниковой связи. М.: Сов. радио, 1965. 208 с.

6. Савочкин А.А. Спутниковые системы связи: учеб. пособие. Севастополь, 2012. 113 с.

7. Рекомендация МСЭ-R S.1758. Описание характеристик систем на высокой околоземной орбите в фиксированной спутниковой службе. 2006. 6 с.

8. Нариманов Г.С. Основы теории полета космических аппаратов. М.: Машиностроение, 1972. 608 с.

9. Камнев Е.Ф. Системы спутниковой связи с эллиптическими орбитами, разнесением ветвей и адаптивной обработкой / Е.Ф. Камнев, А.И. Аболиц, А.А. Акимов и др. М.: Глоб-сатком, 2009. 723 с.

Секция 3

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

*Председатель – **Бабак Леонид Иванович**, профессор каф. КСУП, д.т.н.;*
*зам. председателя – **Черкашин Михаил Владимирович**,*
доцент каф. КСУП, к.т.н.

УДК 004.422.81

РАЗРАБОТКА САПР ICCad ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Д.С. Косов

Представлен пользовательский графический интерфейс системы автоматизированного проектирования (САПР) ICCad и методы работы в системе. Приведен пример работы в САПР ICCad. Описан базовый функционал. Описан выбор расчетного ядра для проведения Spice моделирования. Предложен принцип работы с расчетным ядром.
Ключевые слова: САПР, фильтр Чебышева, АЧХ, Spice, ICCad.

Необходимость разработки отечественного САПР интегральных схем. Проектирование интегральных микросхем – довольно тяжелый и ответственный процесс, требующий от специалиста максимальной отдачи, но и это не может обезопасить разработку от человеческого фактора, тогда и приходят на помощь человеку системы автоматизированного проектирования или САПР. На современном рынке программного обеспечения, направленного на проектирование интегральных схем, практически отсутствуют отечественные продукты. Первым необходимым инструментом в руках проектировщика интегральных схем является схемотехнический редактор, предоставляющий возможность проектирования электрических схем, а также проводить моделирование, чтобы иметь представление о протекающих процессах, что немаловажно во время проектирования топологии полупроводниковых интегральных схем.

Современные схемотехнические редакторы, применяемые при проектировании и выпуске интегральных схем в качестве симулятора, для проверки целостности и анализа поведения используют Spice-симулятор. В основу использования Spice-симулятора ложатся два основных фактора: во-первых, интегральные схемы перед производством практически не поддаются макетированию в отличие от печатных плат, во-вторых, производство фотолитографических масок и проведение прочих этапов полупроводникового производства являются дорогостоящими операциями. Все это приводит к необходимости тщательной разработки и верификации еще на этапе разработки электрической схемы, что обеспечивается симуляцией схемы с помощью Spice-симулятора.

Сегодня на предприятиях, разрабатывающих и выпускающих интегральные схемы, используются дорогостоящие зарубежные САПР от таких компаний, как Synopsys, Silvaco, Mentor Graphics, Cadence, поэтому в нынешних условиях возникает необходимость разработки отечественного САПР интегральных схем, предоставляющего весь пакет необходимых инструментов для проектирования интегральных микросхем.

Постановка задачи. При разработке схемотехнического редактора было выделено несколько основных областей разработки:

1. Разработка пользовательского интерфейса с таким основным функционалом, как добавление элементов на схему, удаление, перемещение, копирование, вращение и редактирование параметров.
2. Представление данных моделирования: добавление/удаление графиков, выбор необходимого анализа, автоматическое обновление данных.
3. Подключение расчетного ядра, расчетное ядро должно поддерживать все современные и необходимые виды моделирования.
4. Поддержка общих с другими приложениями данных.

Разработка приложения проводится на языке C#. Пользовательский интерфейс разработан в среде Windows Presentation Foundation (WPF) с применением шаблона проектирования Model-View-ViewModel (MVVM).

Выбор расчетного ядра. В качестве расчетного ядра был выбран Spice-симулятор NgSpice. Ngspice является наследником таких программ, как Spice3.5f, Cider1.1 и XSpice, за счёт чего обеспечивает моделирование в режиме смешанных сигналов и на смешанном уровне. Ngspice используется во многих средствах проектирования и разработки интегральных схем и при разработке печатных плат для проверки целостности схемы и проверки ее поведения. Также основными плюсами программы являются ее открытый код и доступность в виде динамически подключаемой библиотеки, что дополнительно позволяет использовать многопоточные режимы моделирования. Библиотека Ngspice написана на языке C, что не позволяет использовать ее в проекте напрямую, поэтому была разработана своя библиотека (обертка над Ngspice), позволяющая использовать симулятор напрямую в коде программы.

Симулятор Ngspice поддерживает 4 основных класса анализа:

1. Анализ по постоянному току.
2. Анализ по переменному току.
3. Анализ передаточной функции.
4. Анализ переходных процессов.

Также Ngspice поддерживает добавление пользовательских аналоговых и цифровых моделей элементов.

Пример моделирования фильтра Чебышева в САПР ICCad. В качестве примера использования схемотехнического редактора рассмотрим моделирование фильтра Чебышева. Для примера выберем фильтра Чебышева пятого порядка с полосой пропускания от 475 до 525 МГц. Результаты моделирования сравним с результатами, полученными с помощью инструмента Filter Synthesis в среде AWR Design Environment. Электрическая схема, полученная с помощью Filter Synthesis, представлена на рис. 1, АЧХ представлена на рис. 2.

Построим данную схему в САПР ICCad, для этого кликнем на панели инструментов на кнопку «создать проект» и в качестве проекта выберем электрическую схему. Далее справа в дереве проекта дважды кликнем на электрической схеме и начнем ее собирать, результат представлен на рис. 3. После добавим

измерение в проект, кликнув на панели инструментов по кнопке «добавить измерение».

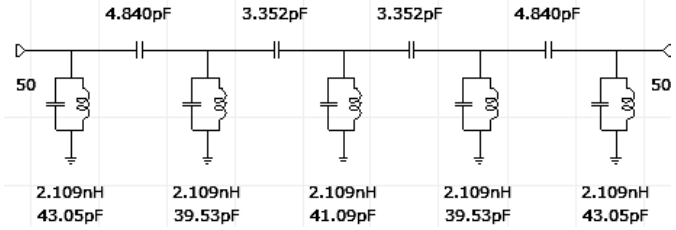


Рис. 1. Схема электрическая Фильтра Чебышева, созданная с помощью инструмента Filter Synthesis

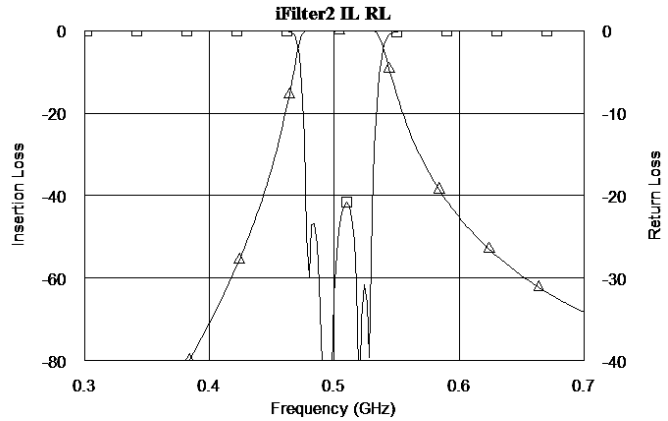


Рис. 2. АЧХ фильтра Чебышева в AWR Design Environment

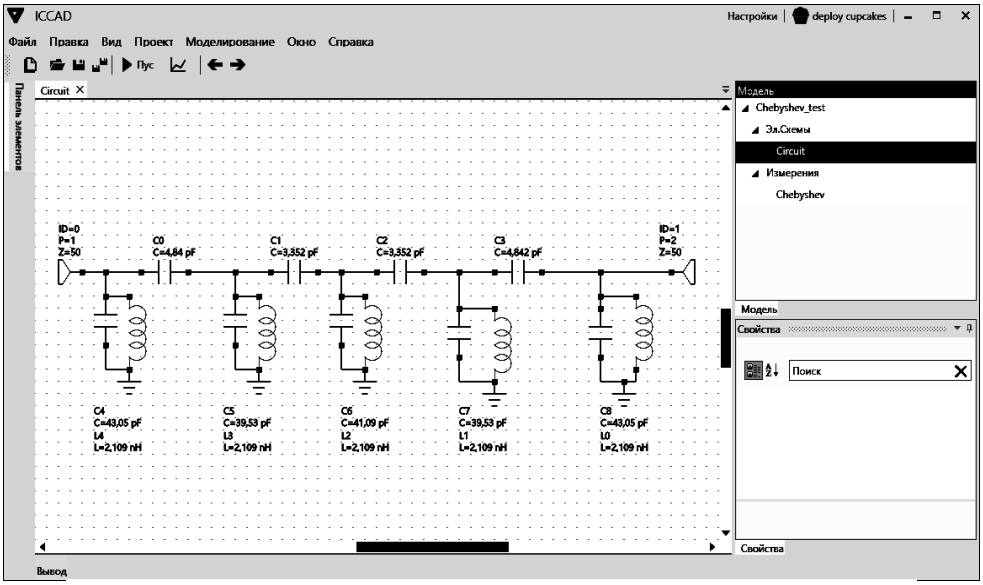


Рис. 3. Схема электрическая фильтра Чебышева, собранная в САПР ICCad

В качестве измеряемых величин добавим S21 и S11, амплитуды в децибелах. В параметрах электрической цепи зададим диапазон измерений от 0,3 до 0,7 ГГц.

Результаты моделирования в САПР ICCad получились идентичными тем, что были получены в среде AWR Design Environment, что говорит о достоверности данных, полученных путем моделирования в САПР ICCad, и ее применимости при разработке/проектировании печатных плат и интегральных микросхем.

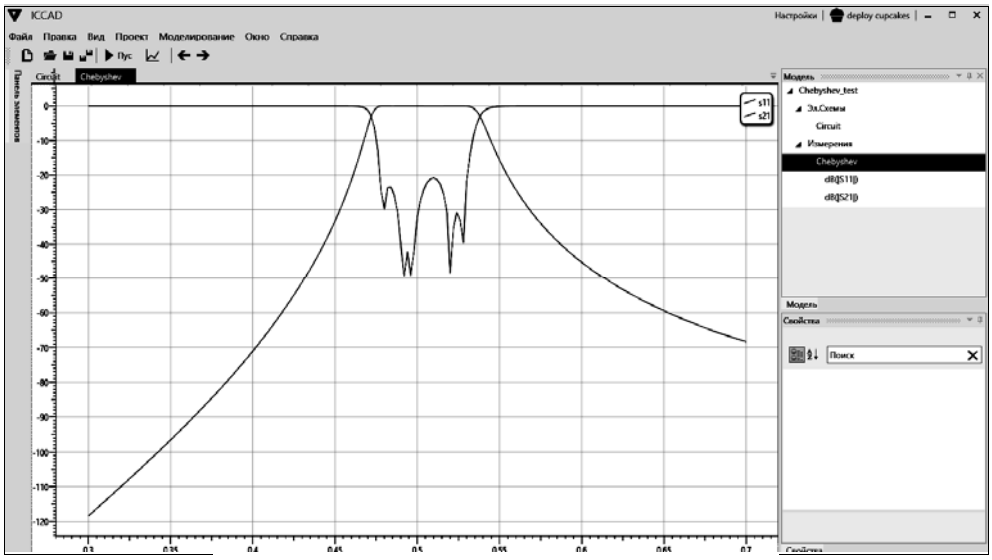


Рис. 4. Результаты моделирования в САПР ICCad

Заключение

1. Разработанная САПР ICCad не уступает зарубежным аналогам в моделировании и разработке схем электрических принципиальных, что доказывает идентичные результаты моделирования в среде AWR Design Environment и САПР ICCad.

2. Полученные результаты планируется использовать при разработке топологического редактора, применяемого для создания печатных плат и интегральных микросхем.

Литература

1. Matthew M. Pro WPF 4.5 in C#: Windows Presentation Foundation in .NET 4.5/ M. Matthew. New York: Apress, 2012. 1112 p.

2. Raffaele G. Building Enterprise Applications with Windows Presentation Foundation and the Model View ViewModel Pattern / G. Raffaele. Redmond: Microsoft Press, 2011. 224 p.

3. Разевиг В.Д. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office / В.Д. Разевиг, Ю.В. Потапов, А.А. Курушин. М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 496 с.

УДК 621.317.351

АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ КОРОТКОИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ МИНИМАЛЬНО ФАЗОВЫМИ И ФАЗОЛИНЕЙНЫМИ ФИЛЬТРАМИ

М.А. Назаров, Э.В. Семенов

Исследованы линейные искажения, вносимые минимально фазовым и фазолинейным фильтрами при различных формах импульсов. На примере фильтра Бесселя 10-го порядка и фильтра Гаусса показано, что линейно нарастающий фронт меньше искажается фазолинейным фильтром, а экспоненциальный фронт – минимально фазовым фильтром.

Ключевые слова: нелинейные измерения, импульсное воздействие, линейные искажения.

Современные нелинейные измерители для получения нелинейных характеристик элементов производят измерения квазистатическим методом [1]. Такие измерения приводят к методическим погрешностям, если в последующем исследуемый элемент будет работать с импульсными сигналами [2]. В данной статье рассматривается альтернативный метод измерения [3], позволяющий одновременно измерять вольт-амперные (ВАХ) и вольт-фарадные (ВФХ) характеристики диэлектрических элементов посредством воздействия сверхкоротким (100 нс и менее) видеоимпульсом. Одна из проблем реализации данного метода – точность измерения тока через диэлектрик и напряжения на нем. Точность измерения зависит от линейных искажений, возникающих из-за неравномерности передаточной характеристики регистрирующего устройства и приводящих к систематической погрешности измерений. Для уменьшения влияния систематической погрешности необходимо выполнять калибровку измерителя. Ранее была предложена калибровка измерителя, позволяющая снизить систематическую погрешность [4]. В данной калибровке при выборе корректирующей функции сравнивались только фазолинейные фильтры, влияние минимально фазовых фильтров на искажения не рассматривалось. Поскольку сигналы разной формы искажаются регистрирующим устройством в различной степени [5], а переходные характеристики фазолинейного и минимально фазового фильтров различны, то может оказаться, что для разных форм фронтов импульсов погрешности фазолинейного и минимально фазового фильтров будут отличаться, что в свою очередь скажется на точности измерения ВАХ и ВФХ объекта.

Цель данной работы – исследовать линейные искажения фазолинейного и минимально фазового фильтров на различные формы фронтов импульсов.

Методика оценки искажений сигналов минимально фазовым и фазолинейным фильтрами. Оценку линейных искажений, вносимых фазолинейным и минимально фазовым фильтрами, будем осуществлять для линейного и экспоненциального фронтов импульса, поскольку они минимально искажаются регистрирующим устройством [5]. Экспоненциальный и линейный фронты зададим выражениями (1), (2):

$$s(t) = A\left[\exp(kt) - 1\right], \tag{1}$$

$$s(t) = kt\,. \tag{2}$$

В качестве фазолинейного фильтра выберем фильтр Гаусса, а в качестве минимально фазового фильтра – фильтр Бесселя. Передаточные функции фильтров Бесселя и Гаусса зададим такими, чтобы переходные характеристики этих фильтров имели одинаковый наклон.

Поскольку фильтр Бесселя имеет ненулевое групповое время задержки, то искажения сигналов, пропущенных через него, будут в большей степени определяться задержкой, которая не связана с изменением формы сигнала, и ее можно скомпенсировать. Компоненты отклика фильтра Бесселя сдвинуты во времени на величину группового времени запаздывания τ, которое определяется выражением

$$\tau = -d\varphi / d\omega\,, \tag{3}$$

тогда выходной сигнал с учетом коррекции сдвига во времени будет определяться

$$s_{\text{вых}}(t) = F^{-1}\left[F\left[s(t)\right] \cdot H(\omega) \cdot \exp(i\omega\tau)\right], \tag{4}$$

где F и F^{-1} – прямое и обратное преобразование Фурье; $H(\omega)$ – передаточная функция Бесселя; $s(t)$ – входной сигнал.

Искажения сигнала фильтрами Бесселя и Гаусса будем оценивать как разность между исходным сигналом и откликами фильтров выражением

$$\varepsilon(t)=\frac{s(t)-s_{\text{вых}}(t)}{\max\left[s(t)\right]}\cdot 100\,, \qquad (5)$$

где $\varepsilon(t)$ – относительная погрешность в %; $s(t)$ – исходный сигнал; $s_{\text{вых}}(t)$ – отклик фильтра на входной сигнал $s(t)$; $\max[s(t)]$ – амплитуда сигнала $s(t)$. Относительную погрешность будем оценивать на фронте импульса в интервале 10–90% от его длительности.

Оценка линейных искажений сигналов фильтрами Бесселя и Гаусса. Выберем порядок фильтр Бесселя равным 10. На рис. 1 изображены переходные характеристики фильтров Бесселя и Гаусса. Максимальные значения производных этих характеристик равны. Линейный и экспоненциальный фронты импульсов были выбраны равными 40 нс. Сравним искажения линейного фронта импульса фильтрами Гаусса и Бесселя (рис. 2). Искажения импульса с линейным фронтом фильтром Гаусса имеют симметричный вид, в то время как фильтром Бесселя линейный фронт искажается только в начале импульса. При данной форме импульса максимальные линейные искажения вносит фильтр Бесселя.

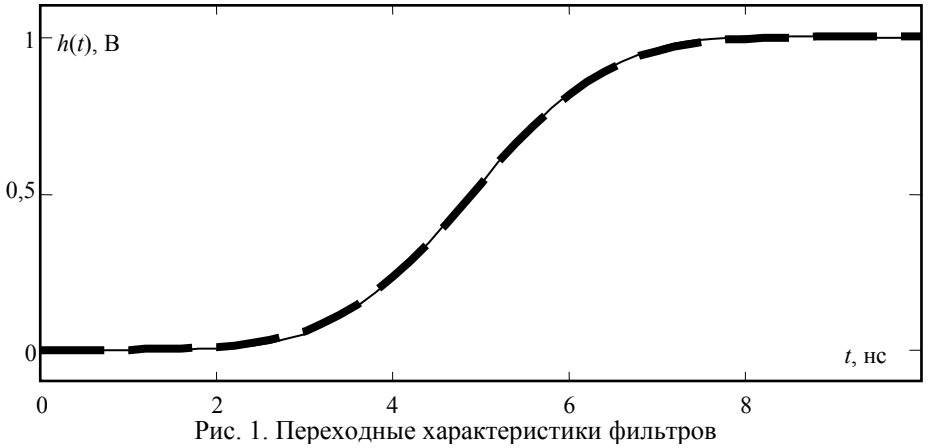


Рис. 1. Переходные характеристики фильтров Бесселя 10-го порядка (сплошная кривая) и Гаусса (пунктирная кривая)

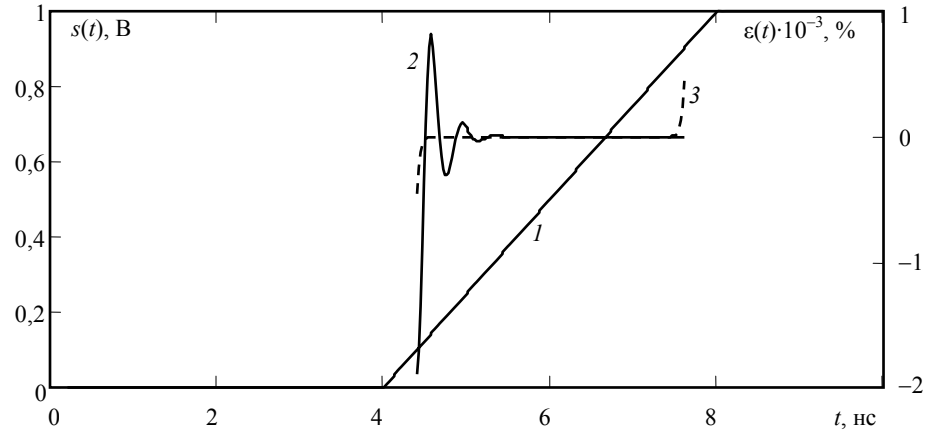


Рис. 2. Импульс с линейным фронтом (*1*) и его относительные отклонения: фильтр Бесселя (*2*); фильтр Гаусса (*3*)

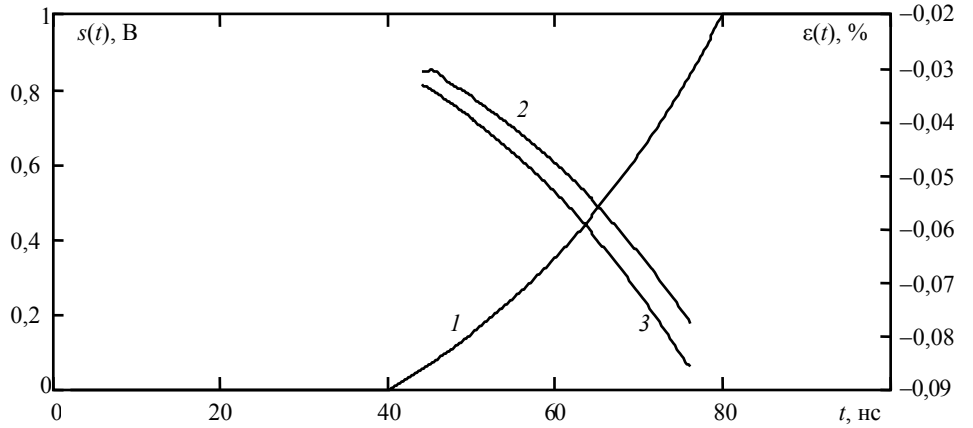


Рис. 3. Импульс с экспоненциальным фронтом (*1*) и его относительные отклонения: фильтр Бесселя (*2*); фильтр Гаусса (3)

Исследуем искажения для импульса с экспоненциальным фронтом той же длительности, что и линейный фронт. На рис. 3 показаны импульс с экспоненциальным фронтом, который подаем на фильтр Бесселя и Гаусса, и относительные погрешности линейных искажений фильтрами этого фронта. Из рисунка видно, что линейный фильтр Гаусса вносит большие линейные искажения, нежели минимально фазовый фильтр Бесселя. При дальнейшем увеличении крутизны экспоненциального фронта фильтр Гаусса будет вносить еще большие линейные искажения.

Таким образом, для импульсов с медленно нарастающим фронтом (в начале фронта) фильтр Бесселя менее искажает форму сигнала, а для импульсов с быстро нарастающим фронтом фильтр Гаусса менее искажает форму.

Заключение. В результате работы показано, что минимально фазовый фильтр вносит меньше линейных искажений для импульсов с экспоненциаьно нарастающим фронтом, а фазолинейный фильтр вносит меньше линейных искажений для импульсов с линейно нарастающим фронтом. Импульс с линейно нарастающим фронтом на порядок меньше искажается, чем импульс с экспоненциальным фронтом.

Литература

1. Измеритель иммитанса – миллиомметр Е7-24. Руководство по эксплуатации 411218.014 рэ. Режим доступа: http://www.mnipi.ru/products.php4?group=6&device=3, (дата обращения: 07.09.2015).

2. Семенов Э.В. Виртуальный нелинейный импульсный измеритель характеристик цепей для САПР Microwave Office / Э.В. Семенов, Н.Д. Малютин, А.Г. Лощилов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрымиКо '2009): матер. 19-й Междунар. конф. Севастополь, Украина, 14–18 сентября 2009 г. Севастополь: Вебер, 2009. Т. 1. С. 103–104.

3. Семенов Э.В. Патент 2498326 (РФ). Метод измерения вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик сверхкоротким импульсом. Опубл. в Б.И. 2012. № 31.

4. Назаров М.А., Семенов Э.В. Абсолютная калибровка сверхкороткоимпульсного измерителя нелинейных характеристик цепей // Доклады ТУСУРа. 2013. № 3 (29). С. 38–42.

5. Отузбаева Д.К., Семенов Э.В. Анализ искажений короткоимпульсных сигналов различной формы в свехширокополосных измерителях вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик // Доклады ТУСУРа. 2014. № 2(32). С. 13–17.

УДК 621.382.323

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СМЕСИТЕЛЬ СО ВСТРОЕННЫМИ СИММЕТРИРУЮЩИМИ ТРАНСФОРМАТОРАМИ НА ОСНОВЕ SiGe BiCMOS-ТЕХНОЛОГИИ

А.А. Коколов, А.С. Сальников, Ф.И. Шеерман

Описывается проектирование двойного балансного смесителя диапазона 1–4,5 ГГц со встроенными симметрирующими трансформаторами (СТ) на базе SiGe BiCMOS-технологии. Представлены результаты моделирования СТ нескольких различных типов. Проектирование проводилось с использованием библиотек элементов и параметров материалов для электромагнитного анализа.

Ключевые слова: монолитная интегральная схема, смеситель, трансформаторы, SiGe, BiCMOS.

Смесители являются основным устройством, выполняющим преобразование частоты в радиотехнических системах [1]. При этом широкая полоса рабочих частот позволяет расширить диапазон возможных применений устройства. В частности, в полосе 1–4,5 ГГц работает большое количество протоколов беспроводной связи (мобильная связь, беспроводной Интернет, спутниковая навигация и т.п.). При разработке современных радиоэлектронных устройств необходимо достичь заданных характеристик при соблюдении экономических требований. Этим условиям отвечают кремниевые интегральные технологии, поскольку они имеют низкую стоимость, просто интегрируют аналоговые и цифровые части радиоэлектронных систем и обеспечивают малые габариты.

Выбранный вариант смесителя имеет дифференциальный вход, поэтому возникает потребность в устройствах преобразования несимметричного сигнала в симметричный. В статье рассматривается разработка широкополосного смесителя вместе с симметрирующими трансформаторами (СТ) на базе SiGe BiCMOS-технологии.

Проектирование симметрирующих трансформаторов. СТ является шестиполюсником, при этом на его входе сигнал несимметричный, а на двух выходах – симметричный. Идеальный СТ имеет коэффициент передачи –3 дБ по амплитуде для каждого из выходных портов (т.е. сигнал делится между ними поровну) и разность фаз выходных сигналов 180 град во всей полосе частот. СТ также может являться частью других устройств, таких, например, как направленный мост [2].

На практике характеристики СТ имеют частотную зависимость, и трансформация осуществляется в некотором диапазоне частот. Основными параметрами СТ [3] являются амплитудный (Δ) и фазовый дисбаланс (θ), а также вносимые потери (*IL*), которые могут быть найдены из S-параметров:

$$\Delta = 20\log\left(\left|\frac{S_{21}}{S_{31}}\right|\right), \qquad (1)$$

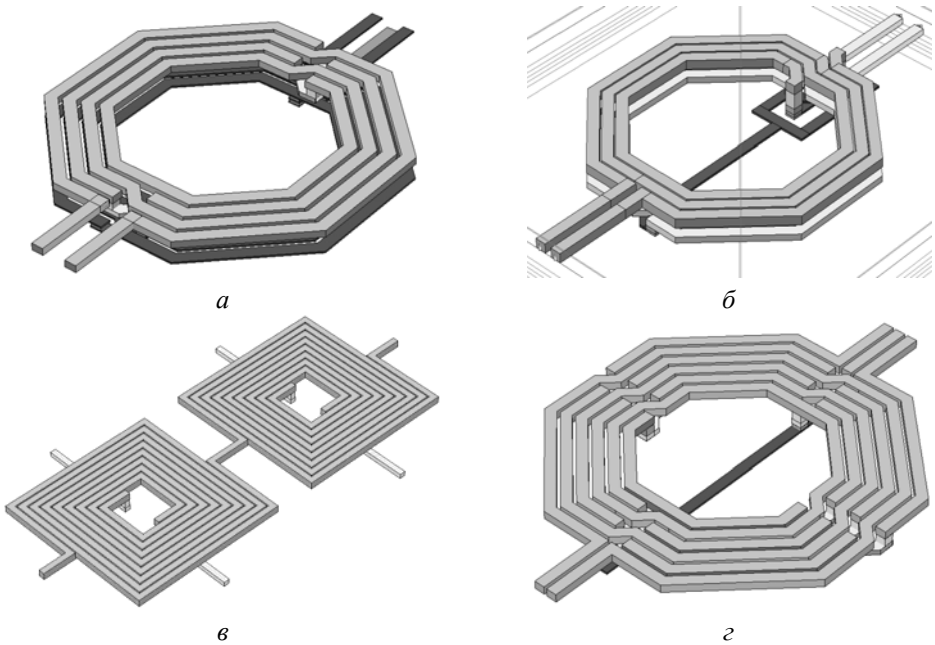
$$\theta = 180° - \left|\varphi(S_{21}) - \varphi(S_{31})\right|, \quad (2)$$

$$IL = -10\log\left(\left|S_{21}\right|^2 + \left|S_{31}\right|^2\right). \quad (3)$$

В интегральном исполнении трансформаторы могут быть изготовлены в виде двух спиральных катушек индуктивности, обладающих взаимоиндукцией. Существует два основных варианта исполнения интегральных СТ – на основе катушек с лицевой и боковой связью, изготавливаемых в разных слоях металлизации [4]. Кроме того, трансформатор можно изготовить с помощью связанных линий на основе делителя Маршанда [4, 5].

В ходе выполнения работы было проведено проектирование СТ в интегральном исполнении для полосы частот 1–4,5 ГГц. Для расчёта характеристик СТ использовалась программа Sonnet Lite [6], позволяющая проводить электромагнитное (ЭМ) моделирование с использованием метода моментов. Выбранная для проектирования кремниевая технология, позволяющая использовать пять слоев металлизации, обеспечивает большую гибкость при проектировании СТ [7].

С использованием ЭМ моделирования были исследованы несколько вариантов СТ на основе катушек индуктивности, а также делители Маршанда. Первый вариант был реализован на основе катушек с лицевой связью (рис. 1, *а*). В этом варианте две идентичные катушки были расположены друг под другом в разных слоях металлизации. Для их согласования может использоваться методика [4].



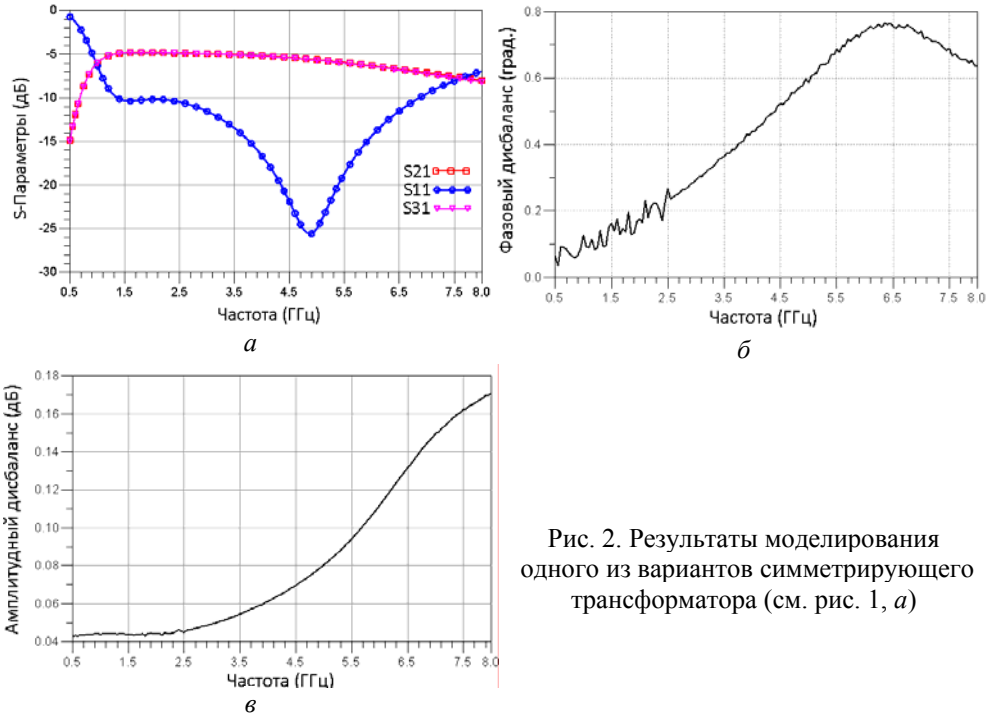
а *б* *в* *г*

Рис. 1. Смоделированные варианты симметрирующего трансформатора:
а – катушки с лицевой связью; *б* – катушки с лицевой связью с переносом вторичной катушки во второй слой; *в* – на основе делителей Маршанда;
г – на катушках с боковой связью

Второй вариант (рис. 1, *б*) имеет сходную конструкцию, но вторичная обмотка смещена на один слой выше, а все переходы вынесены в нижние слои. Это

решение позволяет повысить коэффициент взаимоиндукции и несколько улучшить характеристики. Также был разработан СТ на основе делителя Маршанда (рис. 1, *в*), для снижения габаритов которого линии передачи свёрнуты в спираль. Наконец, был спроектирован трансформатор с боковой связью (рис. 1, *г*), в котором витки первичной и вторичной катушки располагаются в одном слое металлизации [8].

Все разработанные варианты были смоделированы в программе Sonnet Lite, для них были получены S-параметры и по формулам (1)–(3) рассчитаны характеристики СТ (см. рис. 1). Сводные характеристики всех рассчитанных вариантов СТ даны в итоговой таблице.



а *б* *в*

Рис. 2. Результаты моделирования одного из вариантов симметрирующего трансформатора (см. рис. 1, *а*)

Характеристики разработанных СТ

Вариант	Δ, дБ	Θ, град	*IL*, дБ	Размер, мкм
Рис. 1, *а*	< 0,07	< 0,5	1,7–3	392×392
Рис. 1, *б*	< 0,05	< 0,8	1,1–2,3	720×720
Рис. 1, *в*	0,6–0,95	< 15	1,9–3,2	1905×828
Рис. 1, *г*	< 0,11	< 0,45	1,1–3,5	1000×1000

Все полученные варианты конструкции имеют близкие значения характеристик и могут быть использованы в конструкции смесителя. По совокупности характеристик для использования в конструкции смесителя был выбран второй вариант (рис. 2, *б*).

Двойной балансный смеситель. Рассмотрим проектирование двойного балансного смесителя диапазона 1–4,5 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS технологии. Смесители, использующие транзисторы в качестве нелинейного элемента, можно разделить в зависимости от значения коэффициента преобразова-

ния (КП) на два типа – активные и пассивные [9]. Смеситель на основе ячейки Гилберта является наиболее популярным решением, когда требуется дополнительно усилить полезный сигнал и снизить требования к мощности гетеродина. Однако недостатки такого смесителя следующие: 1) коэффициент шума выше по сравнению с пассивными смесителями; 2) низкое значение точки пересечения 3-го порядка по входу (IIP_3); 3) ток потребления. В двойной балансной схеме пассивного смесителя на основе nMOS-транзисторов (рис. 3) активные элементы используются в качестве переключаемых сопротивлений, управление состояниями осуществляется посредством подачи сигнала гетеродина на затворы транзисторов. Такой смеситель имеет более высокое значение точки IIP_3 [10], его коэффициент шума определяется только потерями преобразования (порядка –7… –9 дБ), также он не потребляет ток. Недостатком является наличие потерь при преобразовании, большое значение мощности гетеродина (порядка 13… 16 дБм), а также размеры, которые в основном определяются размерами СТ в цепях ВЧ-сигнала, гетеродина и ПЧ-сигнала. Управляющее напряжение V_{GATE}, приложенное к затворам, приоткрывает транзисторы, тем самым снижая требования к мощности гетеродина.

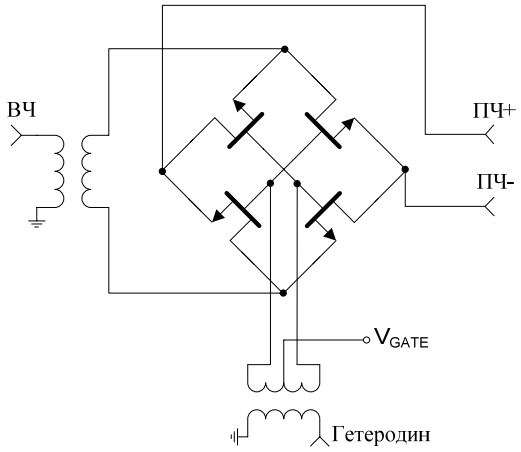
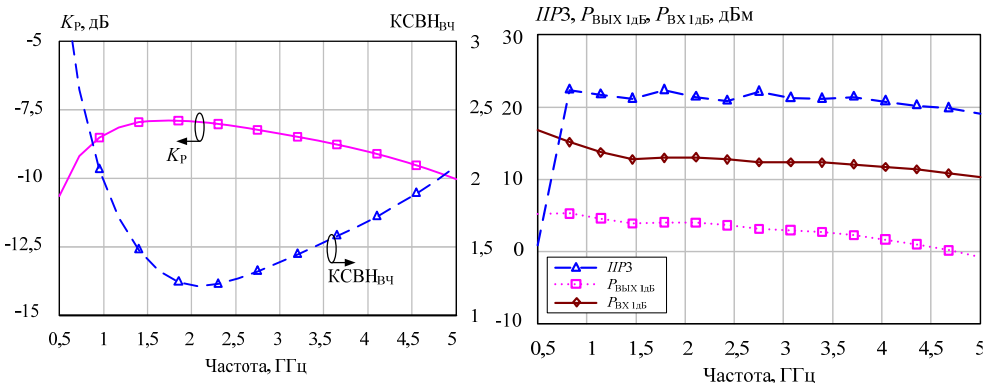


Рис. 3. Двойной балансный пассивный смеситель на nMOS-транзисторах

К смесителю предъявлялись следующие требования: преобразование «вниз», $f_{ВЧ}$ = 1–4,5 ГГц, $f_{ПЧ}$ = 50–500 МГц, IIP_3 > 15 дБм, развязка между портами не менее 30 дБ, $P_{гет}$ < 16 дБм.

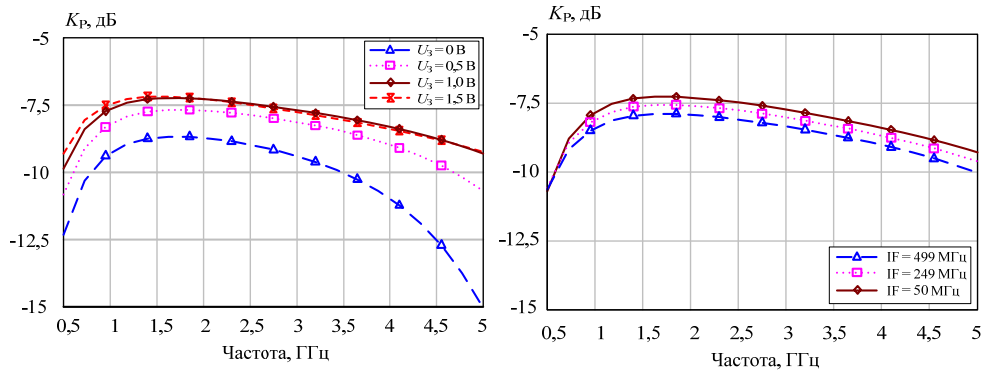
При проектировании смесителя были рассмотрены различные варианты СТ (см. рис. 2). В конечном варианте был использован СТ с лицевой связью в цепях гетеродина и ВЧ-сигнала (см. рис. 2, *б*). Для выравнивания КП и компенсации разбаланса СТ были использованы согласующие цепочки в цепях ВЧ-сигнала и гетеродина. В цепи ПЧ-сигнала был использован внешний широкополосный трансформатор диапазона 50–500 МГц. После определения принципиальной схемы смесителя была разработана его топология в САПР Cadence, проведена экстракция паразитных параметров. Ниже приведены результаты моделирования смесителя.

На рис. 4, *а* изображены зависимости КП смесителя и его КСВН по ВЧ-входу, на рис. 4, *б* – уровни входной и выходной мощности по $P_{1\,дБ}$, а также уровень IIP_3 (Δf = 1 МГц, $P_{ВЧ}$ = –5 дБм, $P_{гет}$ = 15 дБм, f_{IF} = 499 МГц). На рис. 5, *а* изображен КП смесителя при различных значениях напряжения управления VGATE ($P_{гет}$ = 15 дБм, f_{IF} = 499 МГц), а на рис. 5, *б* – КП смесителя при различных значениях частоты ПЧ (V_{GATE} = 1 В, $P_{гет}$ = 15 дБм).



а *б*

Рис. 5. Коэффициент преобразования и КСВН по входу смесителя ($f_{ПЧ}$ = 499 МГц, $P_{гет}$ = 15 дБм) – *а*; уровни входной и выходной мощности по $P_{1\ дБ}$, уровень IIP_3 (Δf = 1 МГц, $P_{ВЧ}$ = –5 дБм, $P_{гет}$ = 15 дБм, f_{IF} = 499 МГц) – *б*



а *б*

Рис. 6. КП смесителя при различных значениях напряжения управления V_{GATE} ($P_{гет}$ = 15 дБм, f_{IF} = 499 МГц) – *а*; КП смесителя при различных значениях частоты ПЧ (V_{GATE} = 1 В, $P_{гет}$ = 15 дБм) – *б*

Заключение. Рассмотрено проектирование двойного балансного смесителя совместно с пассивными симметрирующими трансформаторами на основе кремниевой интегральной технологии. Получены результаты моделирования смесителя с использованием библиотек элементов и привлечением электромагнитного моделирования. Следующими этапами работы станут изготовление устройства и его экспериментальное исследование.

Литература

1. Хохол Д.С. GaAs МИС широкополосного двойного балансного смесителя / Д.С. Хохол, Е.В. Дмитриченко, А.А. Баров и др. // Сб. трудов Всерос. науч.-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР–2011». Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 2. С. 256–259.

2. Михеев Ф.А., Гошин Г.Г., Фатеев А.В., Ройтман М.С. Сверхширокополосный направленный мост для векторного анализатора цепей диапазона СВЧ // Доклады ТУСУРа. 2011. № 2 (24). С. 219–222.

3. Li R.C. RF circuit design [2nd ed.]. Hoboken: Willey, 2000. 860 c.

4. Frye R.C. et al. A monolithic, compact balun/matching network for SiP applications // Electrical Performance of Electronic Packaging, 2004. IEEE. 2004. P. 37–40.

5. Арыков В.С., Баров А.А., Кондратенко А.В., Фоминых А.А., Хохол Д.С. Монолитные интегральные схемы пассивных удвоителей частоты S- и C-диапазонов на основе GaAs pHEMT-технологии // Матер. докл. VII Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления» (10–11 ноября 2011 г.). Томск: В-Спектр, 2011. С. 49–53.

6. Официальный сайт компании Sonnet Software [Электронный ресурс]. URL: http://www.sonnetsoftware.com (дата обращения: 03.02.2015).

7. Burghartz J. N., Rejaei B. On the design of RF spiral inductors on silicon // Electron Devices. IEEE Transactions on. 2003. Vol. 50, № 3. P. 718–729.

8. Сальников А.С., Мусенов Р.Ю. Исследование пассивных симметрирующих трансформаторов на основе интегральной кремниевой технологии // Матер. докл. VII Всерос. науч.-практ. конф. «Научная сессия ТУСУР–2015». Томск, 2015.

9. Maas S.A. The RF and Microwave Circuit Design Cookbook. London: Artech House, 267 p.

10. Официальный сайт компании MiniCircuits [Электронный ресурс]. URL: http://194.75.38.69/app/AN00-003.pdf (дата обращения: 03.02.2015).

УДК 551.508.855

ПРИМЕНЕНИЕ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ С ЦЕЛЬЮ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА ДОПЛЕРОВСКОЙ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ СТАНЦИИ

Н.А. Сысоев, В.Ю. Куприц, Ю.А. Светличный, И.В. Скоторенко, П.А. Дегтярев, Е.В. Григорьев

Рассмотрены алгоритмы для синтеза сложных сигналов с целью повышения энергетического потенциала доплеровской метеорологической станции. Представлены результаты моделирования различных вариантов сложных сигналов с нелинейно-частотной модуляцией, а также результаты испытаний синтезированного сигнала с амплитудной модуляцией на стендовом оборудовании доплеровского метеорологического радиолокатора.

Ключевые слова: метеорологический радиолокатор, сложные сигналы, нелинейно-частотно-модулированные сигналы.

В отличие от классической радиолокации, при метеолокации обнаруживаемые цели представляют собой протяжённые объекты, для распознавания которых необходимо обеспечить хорошее разрешение и высокую точность определения их границ. В связи с этим предъявляются особые требования к параметрам зондирующего сигнала, корреляционной обработке и стабильности характеристик приёмного и передающего трактов [1]. Очевидно, что использование в отечественных и зарубежных доплеровских метеорологических радиолокаторах (ДМРЛ) простых зондирующих сигналов с высокой импульсной мощностью обладает рядом недостатков [1]:

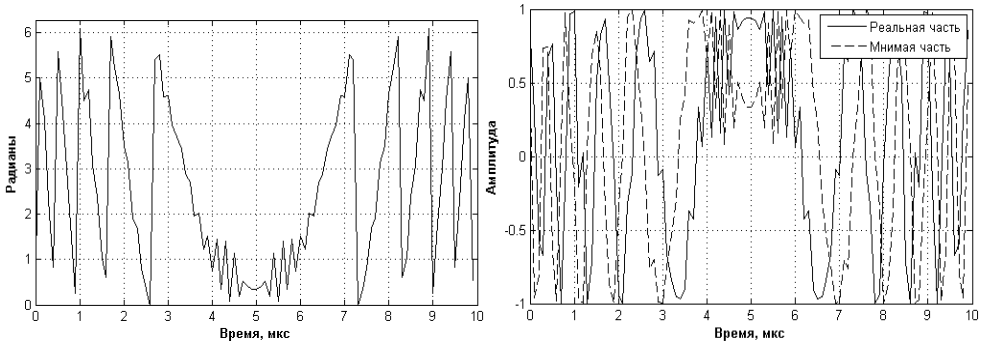
– снижение производительности ДРМЛ из-за необходимости использования двух режимов с различными периодами повторения импульсов для разрешения противоречия между однозначностью измерений дальности и скорости;

– высокая импульсная мощность (до нескольких сотен кВт) передающего устройства, снижающая надежность, удобство эксплуатации и характеристики ЭМС ДМРЛ;

– большое число импульсов в пачке зондирующего сигнала, необходимое для измерения скорости движения метеообразований с высокой точностью методом ДПФ;

– необходимость увеличения импульсной мощности передатчика в два раза для работы на двух поляризациях.

Методы устранения указанных недостатков известны. В частности, для снижения импульсной мощности ДМРЛ можно использовать сложные сигналы. Например, в работах [2–4] приводятся теоретические и экспериментальные результаты по синтезу сложных сигналов и их использованию в ДМРЛ. Использование сигналов с нелинейно-частотной модуляцией (НЛЧМ) в ДМРЛ позволяет получить уровень боковых лепестков (УБЛ) менее минус 40 дБ без использования весовых функций.



а *б*

Рис. 1. Фаза и квадратурные составляющие НЛЧМ-сигнала с длительностью 10 мкс

Авторами статьи путем моделирования были синтезированы различные варианты сложных сигналов с нелинейно-частотной модуляцией. В частности, на рис. 1, *а* и *б* показаны фаза и квадратурные составляющие синтезированного сигнала (НЛЧМ) без использования амплитудной модуляции с длительностью 10 мкс и базой, равной 12.

Сжатие такого сигнала (рис. 2) позволяет получить УБЛ менее минус 68 дБ и разрешающую способность 120 м.

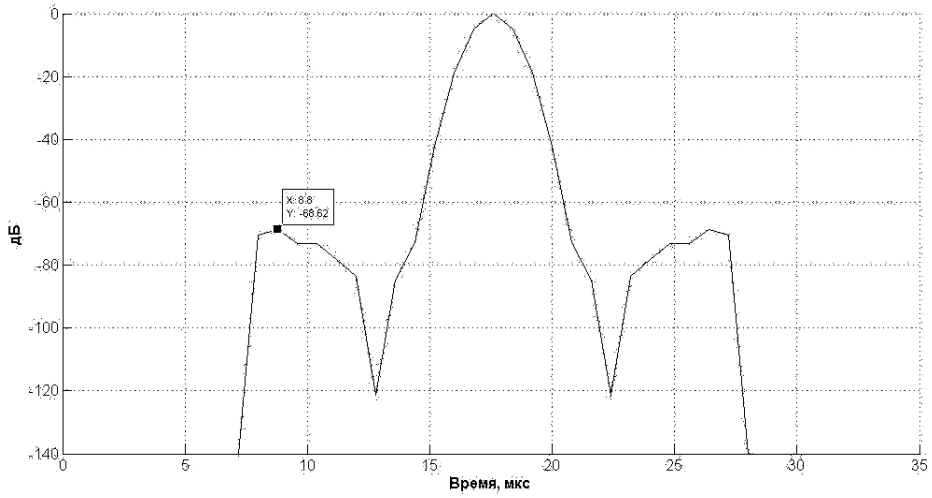
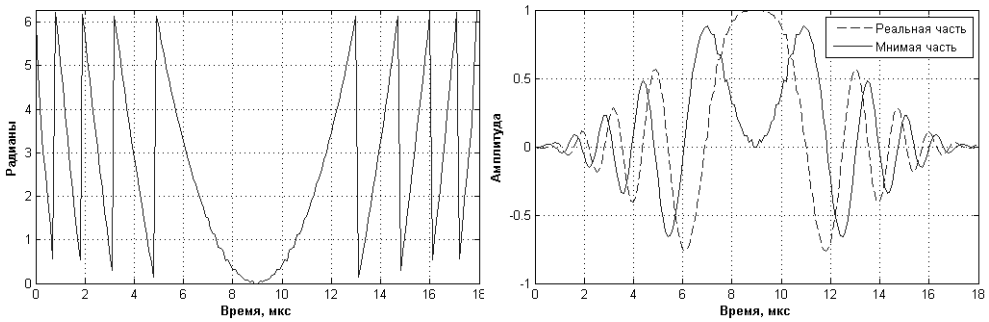


Рис. 2. Сжатый синтезированный НЛЧМ-сигнал с длительностью 10 мкс

На рис. 3, *а* и *б* представлены фаза и квадратурные составляющие другого синтезированного НЛЧМ-сигнала с амплитудной модуляцией типа «приподнятый косинус» длительностью 18 мкс и базой сигнала, равной 11.



а *б*

Рис. 3. Фаза и квадратурные составляющие НЛЧМ-сигнала с амплитудной модуляцией и длительностью 18 мкс

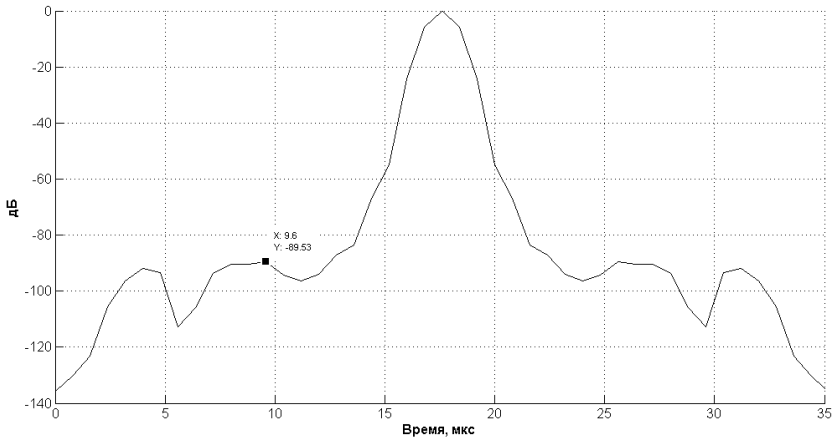


Рис. 4. Сжатый синтезированный НЛЧМ-сигнал с амплитудной модуляцией

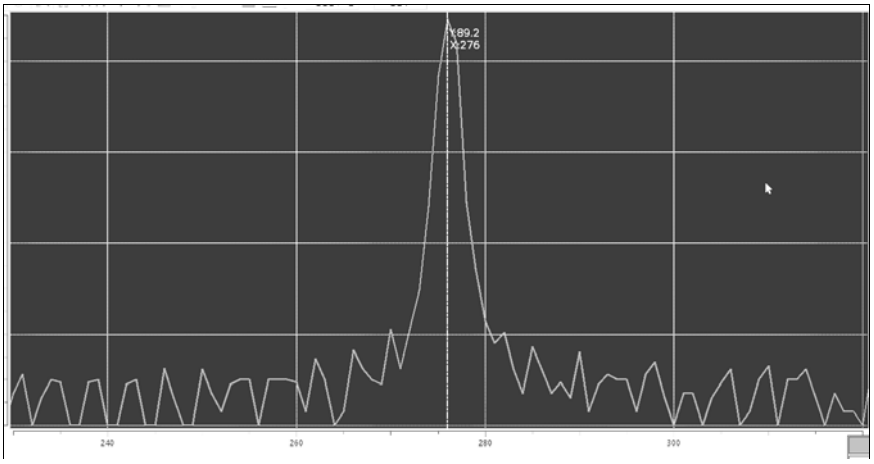


Рис. 5 Вид сжатого синтезированного НЛЧМ-сигнала с амплитудной модуляцией, полученный на экране стендового оборудования

Сжатие сигнала с амплитудной модуляцией позволило теоретически получить УБЛ минус 89 дБ и разрешающую способность 120 м.

Для проверки результатов моделирования синтезированные сигналы были реализованы на стендовом оборудовании ДМРЛ С-диапазона. Вид сжатого синтезированного НЛЧМ-сигнала с амплитудной модуляцией, полученный на экране стендового оборудования, показан на рис. 5.

Полученные в ходе исследования результаты позволяют сделать вывод о целесообразности использования сигналов НЛЧМ в ДМРЛ.

На данный момент при использовании НЛЧМ-сигналов с амплитудной модуляцией удалось добиться уровня боковых лепестков минус 80 дБ. Такой уровень боковых лепестков в результате сжатия сигнала позволит сократить излучаемую импульсную мощность в десятки раз, а также за счет увеличения длительности сигналов повысить потенциал ДМРЛ.

Литература

1. Ефремов В.С. Поляризационный доплеровский метеорологический радиолокатор С-диапазона со сжатием импульсов / В.С. Ефремов, Б.М. Вовшин, И.С. Вылегжанин, В.В. Лаврукевич, Р.М. Седлецкий // Журнал радиоэлектроники [Электронный ресурс]. 2009. № 10.

2. Vizitiu I., Anton L., Popescu F., Iubu G. The synthesis of some NLFM laws using the stationary phase principle // Electronics and Telecommunications (ISETC). 2012. 10-th International Symposium on. P. 377–380.

3. Luszczyk M., Labudzinski A. Sidelobe level reduction for complex radar signals with small base / Radar Symposium (IRS). 2012. 13-th International. P. 146–149.

4. Katsuhiro Nakagawa, Hiroshi Hanado, Kouichi Fukutan, Toshio Iguchi. Development of a C-band pulse compression weather radar.

УДК 621.375.4

ПРОГРАММА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНТЕЗА СВЧ-МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ С УЧЕТОМ ТОПОЛОГИИ ЭЛЕМЕНТОВ

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

Представлена новая версия программы автоматизированного структурно-параметрического синтеза линейных и малошумящих СВЧ-транзисторных усилителей (ТУ) на основе генетического алгоритма. Она позволяет при синтезе принципиальных схем ТУ учесть топологию элементов из библиотек, подключаемых к коммерческим САПР СВЧ-устройств. Это дает возможность повысить точность синтеза и получить первый вариант топологии ТУ.

Ключевые слова: СВЧ, транзисторный усилитель, топология, САПР, автоматизированный синтез, генетический алгоритм.

Существующие САПР включают в себя ряд инструментов для автоматизации отдельных этапов проектирования СВЧ-устройств, в том числе СВЧ-транзисторных усилителей (ТУ). Однако они не позволяют полностью автоматизировать процесс получения структуры и параметров принципиальной схемы, а также топологии ТУ для удовлетворения комплекса поставленных требований.

На этапе проектирования принципиальной схемы ТУ первоначально для упрощения используют идеальные модели пассивных элементов. При достижении требуемых характеристик ТУ разработчик заменяет идеальные элементы на модели соответствующих реальных элементов. При этом характеристики устройства изменяются и могут не укладываться в предъявляемые требования. В результате необходимо вносить изменения в принципиальную схему, а в некоторых случаях проводить проектирование заново.

Следующим этапом проектирования является разработка топологии ТУ, которая включает пространственно-геометрическое размещение элементов и связей между ними. Для этого используются модели неоднородностей линий передачи (ЛП), сквозных отверстий, контактных площадок, сварных проволочных соединений и др. Перечисленные элементы также оказывают существенное влияние в СВЧ-диапазоне, что приводит к необходимости повторной оптимизации принципиальной схемы ТУ с учетом их моделей. При неудаче весь цикл проектирования приходится повторять.

Таким образом, проектирование СВЧ ТУ является многоэтапным и итерационным процессом, причем в настоящее время роль САПР сводится к расчету характеристик устройства по заданным принципиальной схеме и топологии усилителя. Процесс же получения схемы и топологии в большинстве случаев осуществляется на основе эвристического подхода с использованием опыта разработчика, упрощенных инженерных методик, многократного моделирования и оптимизации различных вариантов полученных решений. Указанный подход является трудоемким, нецеленаправленным и не гарантирует получения результата.

Для устранения указанных недостатков и повышения эффективности проектирования в Лаборатории интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) ТУСУРа были разработаны основанные на генетическом алгоритме (ГА) подход и программа Geneamp, позволяющие осуществить структурно-параметрический синтез (генерацию принципиальных схем) линейных и малошумящих СВЧ ТУ [1]. Усилитель при синтезе представляется в виде соединения активных элементов и пассивных блоков (СКЦ, цепей обратной связи и т.д.), состоящих в свою очередь из пассивных элементов. Тип и способ включения каждого элемента кодируются в ГА с помощью бинарной строки. Этот подход показал высокую эффективность, примеры синтеза принципиальных схем СВЧ ТУ с использованием различных типов моделей пассивных элементов представлены в работах [1–3]. Однако указанная методика позволяет автоматизировать процесс получения принципиальной схемы, но не решает сложной проблемы синтеза топологии СВЧ ТУ.

В работе [4] была представлена методика автоматизированного синтеза с учетом топологии элементов, что позволило автоматизировать этап построения первоначальной топологической схемы устройства. В настоящей статье представлены преимущества предложенной методики, а также описан процесс интеграции методики в программный продукт Geneamp.

Преимущества предложенной методики. Предложенный подход, проверенный на примере разработки однокаскадного СВЧ МШУ в диапазоне частот 36–40 ГГц [4], показал высокую эффективность. С точки зрения практического использования указанный подход обладает следующими преимуществами:

1. Использование в процессе синтеза моделей неоднородностей ЛП (т.е. учет паразитных параметров короткозамкнутого и холостоходного шлейфа, Т-соединения и др.), соединительных линий, сквозных отверстий, контактных площадок и др.

2. Поддержка библиотек моделей элементов, разрабатываемых различными производителями электронной компонентной базы (ЭКБ) для коммерческих САПР СВЧ-устройств.

Отличительной чертой методики является использование при моделировании и синтезе вместо моделей отдельных пассивных компонентов (рис. 1, *б*) целых фрагментов цепи с учетом подводящих линий и т.д. (рис. 1, *а*), эти фрагменты представляются в виде *S*-параметров.

а *б*

Рис. 1. Фрагмент цепи с учетом топологии: *а* – конденсатор с подводящими линиями; *б* – отдельный компонент – конденсатор

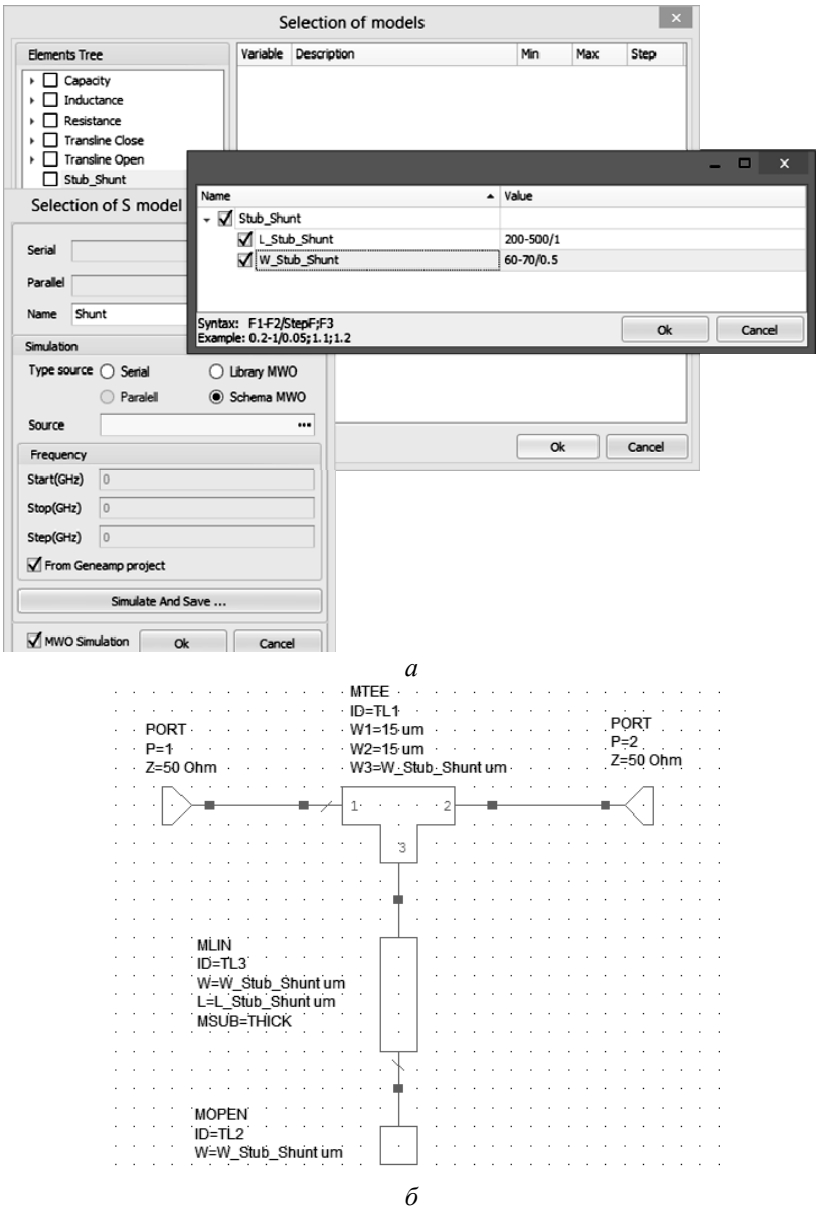
Например, пассивные согласующе-корректирующие цепи (СКЦ) в составе ТУ представляются в виде произвольного числа каскадно-включенных звеньев, содержащих последовательные и параллельные ветви – упомянутые фрагменты цепей.

Модификация программы Geneamp. Рассматриваемая методика на первом этапе предполагает построение в САПР с применением топологического редактора базовых фрагментов цепи для последовательного и параллельного типов включения. На втором этапе проводится расчет *S*-параметров для каждого из построенных фрагментов цепи при изменении конструктивных параметров (например, геометрических размеров) пассивных элементов. На заключительном этапе полученные параметры рассеяния для каждого фрагмента цепи в виде соответствующих mdif-файлов (один файл для одного фрагмента) загружаются в программу синтеза ТУ Geneamp, и с использованием этих параметров осуществляется синтез ТУ.

Для автоматизации второго этапа в программе Geneamp потребовалось разработать специальный модуль взаимодействия с библиотекой, подключенной к САПР Microwave Office, он позволяет производить автоматическую генерацию наборов *S*-параметров. Этот модуль включает собственный графический интерфейс (рис. 2, *а*). При подключении библиотеки к САПР Microwave Office в ней происходит поиск ранее созданных схем с фрагментами цепи. Далее в программу Geneamp возвращается список этих схем с именами возможных для варьирования параметров (эти имена представляют собой глобальные переменные в системе Microwave Office). В качестве примера на рис. 2, *б* представлен фрагмент цепи для параллельного включения микрополоска с открытым концом (параллельного холостоходного шлейфа) с использованием Т-образного соединения. В этом случае в программу Geneamp возвращаются глобальные переменные L_Stub_Shunt и W_Stub_Shunt, отвечающие за длину и ширину микрополоска, эти переменные появляются в интерфейсной форме на рис. 2, *а*.

Далее проектировщик задает диапазон варьирования и шаг изменения для каждого из параметров. На основе этой информации генерируются списки устанавливаемых значений параметров – например, при 10 дискретных значениях ширины и длины микрополоска мы получаем 100 комбинаций конструктивных параметров для одной схемы. Указанные комбинации конструктивных парамет-

ров передаются в САПР Microwave Office, и с ее помощью при использовании встроенных моделей микрополосковой линии и открытого конца линии происходит генерация *S*-параметров. После этого полученные для всех комбинаций параметры рассеяния сохраняются в виде s2p файлов и объединяются в один mdif-файл.



а

б

Рис. 2. Программный интерфейс добавления модели с учетом топологии (*а*), базовый фрагмент цепи (*б*)

Следующим шагом является загрузка в программу Geneamp полученных mdif-файлов в качестве моделей для выбранных типов пассивных элементов. Однако предыдущая версия программы поддерживала только базовые типы элемен-

тов (резистор, конденсатор, индуктивность, микрополосок) и не позволяла расширить их набор – в частности, использовать такие типы элементов, как контактные площадки и др. Кроме того, нельзя было применить модели фрагментов цепи в виде mdif-файлов. Это связано с использованным ранее способом кодирования схемы усилителя, при котором под номер типа и способа включения элемента выделялось фиксированное количество битов.

Поэтому система добавления типов элементов была переработана. Именно, была произведена модификация процедуры кодирования и декодирования пассивных блоков, которая заключается в подстройке количества битов в зависимости от количества используемых в блоке типов элементов. На рис. 3 показан пример кодирования СКЦ (хромосома верхнего уровня), состоящей из нескольких пассивных блоков (звеньев) с разным числом элементов (хромосомы нижнего уровня, в которых кодируется число элементов в блоке).

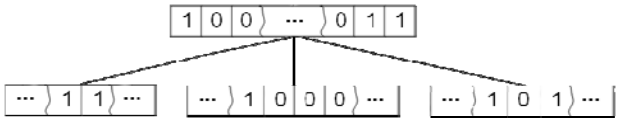


Рис. 3. Пример кодирования СКЦ

Эта модификация позволила поддерживать динамическое добавление новых типов пассивных элементов.

Заключение. Разработанная программа позволяет синтезировать малошумящие СВЧ ТУ с использованием электрических и топологических моделей из библиотек элементов, разрабатываемых производителями ЭКБ для коммерческих САПР СВЧ-устройств. Это дает возможность разработчику получать реализуемые схемотехнические решения ТУ с учетом особенностей технологии изготовления, а также генерировать первый вариант топологии устройства.

Литература

1. Babak L.I., Kokolov A.A., Kalentyev A.A., Garays D.V. A new genetic-algorithm-based technique for low noise amplifier synthesis // 7-th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). 2012. P. 381–384.

2. Калентьев А.А., Жабин Д.А., Добуш И.М. и др. Структурный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с применением моделей пассивных элементов в виде наборов S-параметров // Сб. трудов 24-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2014. Т. 1. С. 117–118.

3. Добуш И.М., Калентьев А.А, Гарайс Д.В., Бабак Л.И. Разработка МШУ диапазона 1…2 ГГц с использованием программы структурного синтеза СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма // Доклады ТУСУРа. 2015. № 1 (35). С. 47–51.

4. Калентьев А.А., Добуш И.М., Жабин Д.А. и др. Методика автоматизированного синтеза СВЧ МШУ с учетом особенностей топологии: матер. 25-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2015). Севастополь: Вебер, 2015.

УДК 621.396.41

КОМПЬЮТЕРНОЕ 2D-МОДЕЛИРОВАНИЕ AlGaAs/InGaAs PHEMT

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

Рассматриваются особенности расчёта AlGaAs/InGaAs pHEMT на основе гетероструктуры AlGaAs/GaAs в САПР приборно-технологического моделирования Synopsys TCAD Sentaurus с использованием двумерной электрофизической модели. Представлена методика моделирования, проведено сопоставление результатов моделирования и измерений ВАХ и параметров рассеяния транзисторной структуры pHEMT с длиной затвора 0,15 мкм.

Ключевые слова: AlGaAs, pHEMT, САПР, Synopsys, компьютерное моделирование, физическая модель, ВАХ, S-параметры.

На сегодняшний момент компьютерное моделирование полупроводниковых транзисторов на основе GaAs является востребованным направлением разработки многих НИИ и производственных организаций. В связи с этим идеи моделирования полупроводниковых приборов быстро развиваются и реализуются в различных САПР. В статье рассматриваются особенности и результаты расчёта AlGaAs/InGaAs pHEMT в САПР приборно-технологического моделирования Synopsys TCAD Sentaurus, этот пакет является одним из самых популярных и используется как в научных, так и производственных целях [1, 2].

Методическая часть. Основными физическими процессами, определяющими принцип действия как гетероструктур AlGaAs/InGaAs, так и транзисторных структур pHEMT, являются [3]:

– образование квантовой ямы при контакте двух полупроводников с разной шириной запрещенной зоны;

– разогрев проводящего канала при протекании через него тока (саморазогрев).

Расчеты проводились с использованием физических моделей, необходимых при моделировании приборов на гетеропереходах типа pHEMT, таких как:

– квантование носителей в канале транзистора;

– туннелирование через гетеропереходы;

– теплоперенос носителей;

– нелокальный разогрев носителей.

Моделирование в данной работе основано на решении следующих типов систем дифференциальных уравнений:

– уравнение Пуассона;

– уравнения непрерывности электронов и дырок;

– уравнение энергетического баланса для электронов.

Более подробное описание уравнений для расчета можно найти в [4].

В работе моделировалась структура ранее изготовленного InGaAs/AlGaAs pHEMT с длиной затвора 0,15 мкм. Параметры слоев гетероэпитаксиальной структуры представлены в таблице.

Для моделирования была создана двухмерная геометрическая модель pHEMT, образованная двумерной конструкцией гетероэпитаксиальной структуры и двумерной топологией транзистора. Понятно, что в этом случае необходимо использовать двумерные физико-технологические модели.

Моделирование проводится на двумерной модели с уменьшенными размерами, и полученные в результате расчета значения электрофизических величин уменьшенной модели умножаются на размерный коэффициент.

Параметры структуры для pHEMT

Слой транзисторной гетероструктуры, назначение	Состав (X)	Толщина, нм	Уровень легирования N_{Si}, см$^{-3}$
Контактный слой n^+-GaAs		50	3×10^{18}
Контактный слой n-GaAs		20	Grad to 3×10^{18}
Барьерный слой n-GaAs		15	5×10^{16}
Барьерный слой n-$Al_xGa_{1-x}As$	0,23	25	Grad to 5×10^{16}
Сильнолегированный n-$Al_xGa_{1-x}As$	0,23	13	$\sim2{,}5\times10^{18}$
Спейсер $Al_xGa_{1-x}As$	0,23	2	Нелегированный
Сглаживающий слой GaAs		1,5	Нелегированный
Канал $In_yGa_{1-y}As$	0,16–0,17	12	Нелегированный
Буферный слой GaAs		300	Нелегированный
Сверхрешётка AlAs/GaAs (10 периодов)		2 /2	Нелегированный
Буферный слой GaAs		200	Нелегированный
Полуизолирующая GaAs подложка		400 мкм	

При электрофизическом моделировании требуется построить расчетную сетку, на узлах которой будет проводиться решение электрофизических уравнений. Сгенерированная расчетная сетка имеет размерность около 200 тыс. узлов. При создании расчетной сетки необходимо учитывать такие особенности современных приборов, как структурные переходы, высокие градиенты концентраций носителей и т.п. Следовательно, в местах структурных переходов нужно создавать более мелкую сетку, нежели в остальных областях.

Построение расчетной сетки играет важную роль и в обеспечении эффективного и точного решения задачи, однако необходимо учитывать, что слишком маленькое значение минимального шага сетки, помимо увеличения точности моделирования, приведет к значительному увеличению времени расчета.

Расчет состоит в решении системы электрофизических уравнений. Система дифференциальных уравнений в частных производных с использованием построенной сетки и метода конечных элементов дискретизируется в систему дискретных дифференциальных уравнений, где их количество прямо пропорционально количеству точек сетки. После этого система дискретных дифференциальных уравнений линеаризуется с помощью метода Ньютона. В результате решение задачи сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) [5]. При решении такой задачи использовался пакет PARDISO [6]. Этот модуль использует прямой способ решения СЛАУ, основанный на методе Гаусса и, следовательно, дает более точные результаты, чем итерационные методы. Большим плюсом данного метода является многопоточность, которая позволяет использовать все физические ядра процессора на вычислительной машине, что ускоряет решение СЛАУ в N раз, где N – количество физических ядер процессора.

Результаты. Был произведен расчет зависимости тока стока от напряжения затвор-исток ($I_{sd} - V_{gs}$), а также частотных зависимостей S-параметров транзистора в заданной рабочей точке. При распараллеливании вычислений на десяти процессорах типа Intel Xeon X5690 3,47 ГГц 64x, 100 GB RAM для расчета вольтамперных характеристик (ВАХ) и S-параметров на сетке в 200 тыс. узлов потребовалось около 48 ч. На рис. 1 представлено сравнение смоделированных и измеренных ВАХ транзистора (I_{sd} в миллиамперах, V_{gs} в вольтах). На рис. 2 показаны смоделированные и измеренные частотные зависимости параметров S_{11}, S_{12} и S_{22}, а также H_{21} транзистора в диапазоне частот до 50 ГГц.

Как видно, рассчитанные ВАХ с достаточной степенью точности повторяют измеренные характеристики. Небольшое расхождение в величине тока можно объяснить несовершенством изготовленной структуры (возможны дефекты при изготовлении). Отдельно стоит отметить возможное расхождение сопротивления изготовленных контактов от сопротивления золота в модели.

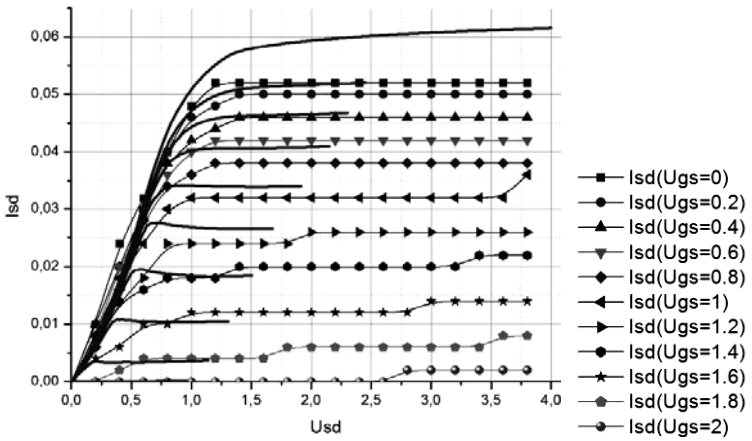


Рис. 1. Сравнение смоделированных (сплошные линии)
и измеренных (линии с маркерами) ВАХ

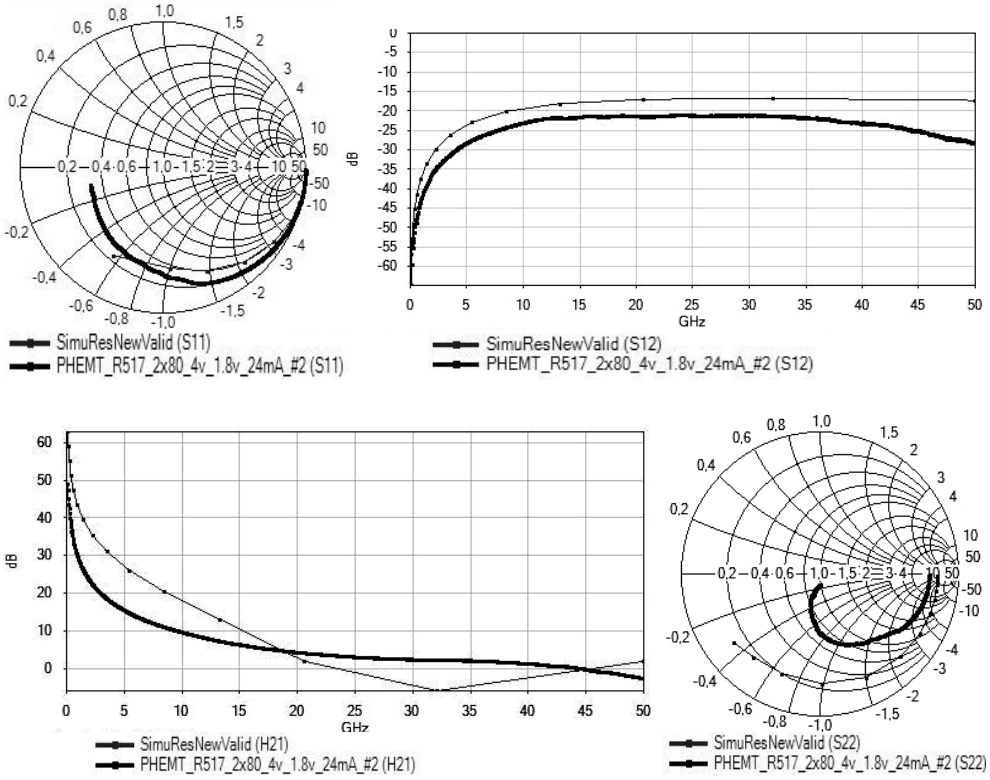


Рис. 2. Сравнение смоделированных (тонкие линии) и измеренных (толстые линии)
параметров S_{11}, S_{12}, S_{22} и H_{21}

Отличие рассчитанных и измеренных *S*- и *H*-параметров транзистора более значительное. При этом расхождение особенно заметно для параметров S_{11} и S_{22}. Рассчитанный коэффициент усиления по току транзистора $|H_{21}|$ на частотах до 15 ГГц превышает измеренные величины. На частотах выше 20 ГГц, наоборот, наблюдается снижение $|H_{21}|$ относительно измеренных значений, что связано, вероятно, с дефектами расчетов. Дальнейшие шаги будут заключаться в уточнении фрагментов топологии и электрофизических параметров pHEMT, отвечающих за сопротивления и емкости транзисторной структуры, а также в подборе условий расчета с целью добиться лучшего совпадения.

Заключение. На базе системы автоматизированного проектирования Synopsys TCAD Sentaurus разработана электрофизическая модель AlGaAs/InGaAs pHEMT и произведено моделирование транзисторной структуры, которая ранее был изготовлена и экспериментально исследована. Рассчитаны семейство ВАХ, а также частотные зависимости *S*-параметров транзистора. Поведение ВАХ совпадает с теоретическим и близко к эксперименту, ток насыщения при $U_{зи} = 0$ В равен примерно 60 мА. Однако расчетные и экспериментальные *S*-параметры довольно сильно расходятся, для устранения этого недостатка требуются дальнейшие исследования и расчеты.

Конечная цель электрофизического моделирования в настоящей работе, помимо расчета приборных характеристик конкретного транзистора, состоит в получении средства для исследования целого семейства подобных приборов, их свойств, поведения и т.д. Меняя геометрические и электрофизические параметры транзистора, можно уменьшить количество реальных экспериментов по изготовлению и измерению полупроводниковых структур, а следовательно, снизить стоимость конечного изделия.

Литература

1. Палташев Т.Т. Введение в проблему разработки и производства СБИС // Gatchina Nanoelectronics, Phoenix, Arizona, August 13. 2009.

2. Synopsys Technology computer aided design (TCAD) [Электронный ресурс]. Режим доступа. URL: http://www.synopsys.com/Tools/TCAD/Pages/default.aspx

3. Писарев А.А., Матюхин С.И. Использование компьютерного моделирования в производстве силовых полупроводниковых приборов [Электронный ресурс]. Режим доступа: URL: http://proton-electrotex.com/files/project_52/Kompiuternoe_modelirovanie.pdf

4. ISE TCAD Release 12. User's manual. 2013.

5. Купрейчик А.Ф. Моделирование электрофизических и приборных характеристик GaAs/AlGaAs pHEMT: дис. … магистранта техники и технологии: 210103. Томск, 2014. 85 с.

6. PARDISO 5.0.0 SolverProject [Электронный ресурс]. Режим доступа. URL: http://www.pardiso-project.org/

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

*Председатель – **Троян Павел Ефимович**, зав. каф. ФЭ, д.т.н., профессор*

УДК 681.787

ПОСТРОЕНИЕ ГЕОМЕТРИИ ОБЛАСТИ ДЕЛЕНИЯ ВОЛНЫ В ИНТЕРФЕРОМЕТРЕ МАХА–ЦЕНДЕРА

Д.В. Билевич, И.В. Кулинич

Исследована и показана зависимость отношения интенсивностей разделенных волн от геометрических параметров волновода. Определена оптимальная геометрия участка деления волны для обеспечения необходимых требований к разделенным волнам. Исследовано влияние управляющего напряжения на выходной сигнал.

Ключевые слова: модулятор Маха–Цендера, Y-образный делитель волны, напряжение управления.

В современном мире всё большее значение приобретает информация, и объемы информации, которые необходимо нынче передавать, огромны. На данный момент вся информация передаётся по коаксиальному кабелю. Данный способ обмена данными достиг своего предела, связано это с тем, что по коаксиальному кабелю возможно передавать сигнал на частотах не выше 2 ГГц, что в свою очередь ограничивает количество информации, передаваемой за единицу времени (10 мбит/с). Добиться большей скоростью передачи информации можно, если использовать для её передачи оптический сигнал. Данный способ увеличит частоту передаваемого сигнала, следовательно, и количество передаваемой информации. В настоящее время существующие приборы для конвертирования электрического сигнала в оптический имеют большие геометрические размеры и не подходят для использования в интегральном исполнении [1].

Реальным аналогом данным приборам могут послужить модуляторы, приборы, позволяющие связать электромагнитный сигнал в оптическом диапазоне с сигналом в СВЧ-диапазоне. Существует несколько типов модуляторов, это обусловлено различными видами модуляции: амплитудная, фазовая и частотная. Проанализировав каждый из них, наиболее подходящим для интегрального исполнения является амплитудный модулятор Маха–Цендера.

Ранее уже было проведено моделирование, в результате был получен оптимальный радиус кривизны волновода. Данный параметр влияет на интенсивность волны в волноводе с непрямолинейной геометрией. В зависимости от радиуса кривизны волна либо теряет часть интенсивности, либо проходит через границу волновод/кристалл и далее распространяется в самом кристалле [2].

Следующим шагом является подбор геометрических параметров так, чтобы достичь разделения волны на две, равные по интенсивности. Данное условие необходимо выполнить для того, чтобы осуществить модуляцию. Если разделенные волны будут иметь равную амплитуду, то в результате можно варьировать амплитуду собранной волны от 0 до максимума. Если же одна из волн будет иметь большую интенсивность, то в этом случае собранная волна независимо от поданного управляющего напряжения будет иметь определённую минимальную

амплитуду, которая тем больше, чем больше разница амплитуд разделенных волн.

Отношение интенсивности в волноводах после деления волны зависит от двух параметров: от расстояния между волноводами и длины волновода в области деления волны (рис. 1).

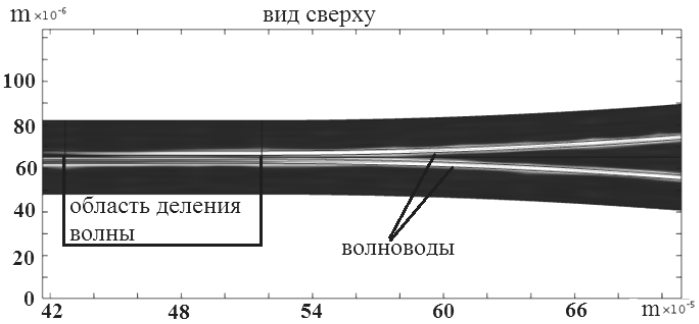


Рис. 1. Геометрия волновода

Было принято решение длину волновода оставить неизменной, так как это приводит к уменьшению спектра частот модуляции, а изменять расстояние между волноводами. После проведения моделирования была выяснена зависимость отношения интенсивностей волн в волноводах от геометрических параметров (рис. 2).

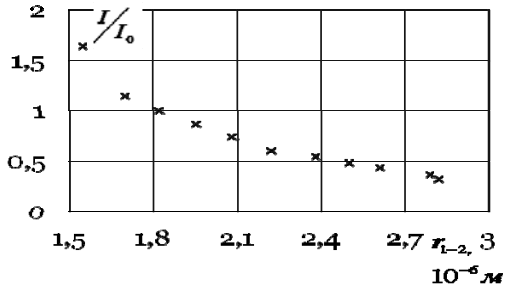


Рис. 2. Зависимость отношения интенсивностей волн

Из графика видно, что оптимальное расстояние между волноводами должно быть равно $r = 1{,}81 \cdot 10^{-6}$ м.

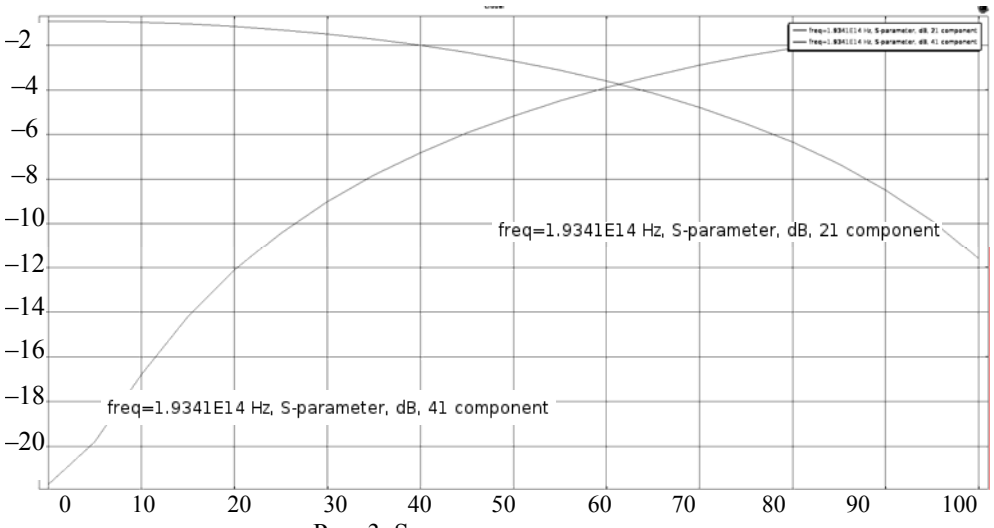


Рис. 3. S-параметры модулятора

За счет подачи напряжения на один из волноводов изменяется показатель преломления в области, где было приложено напряжение как в самом волноводе, так и в кристалле, за счет чего волна проходит большее расстояние. Таким образом, подавая напряжение на один из волноводов, мы можем переключать волну между выходными портами. На рис. 3 показана зависимость выходного сигнала на портах 2 и 4 от поданного напряжения.

Заключение. В ходе проведенных экспериментов был исследован принцип деления волны в волноводах, определена зависимость отношения интенсивностей разделенных волн от геометрических параметров и подобрано оптимальное расстояние между волноводами волны для обеспечения необходимых требований к разделенным волнам $r = 1{,}81 \cdot 10^{-6}$ м. Было определено напряжение, при котором происходит переключение волны между портами $V_{dr} = 62$ В.

Литература

1. Парыгин В.Н. Оптическая обработка информации / В.Н. Парыгин, В.И. Балакший. М.: Изд-во Мос. ун-та, 1987. 142 с.

2. Билевич Д.В. Модулятор Маха–Цендера в интегральном исполнении // Физическая и плазменная электроника: докл. Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участием «Научная сессия ТУСУР–2015», 15 мая 2015 г. Томск, 2015.

УДК 539.233

ИССЛЕДОВАНИЕ НАНОРАЗМЕРНОГО НАРУШЕННОГО СЛОЯ НА ПОВЕРХНОСТИ ФОТОШАБЛОННЫХ СТЕКОЛ

А.А. Чистоедова

Исследованы влияние влаги на поверхность и оптические свойства фотошаблонного стекла в процессе эксплуатации с использованием спектральной эллипсометрии, растровой электронной микроскопии и фурье-спектроскопии.

Ключевые слова: гидролиз, наноразмерный гидратированный слой, фотошаблонное стекло.

В настоящее время фотошаблонное стекло широко используется в производстве полупроводниковых и интегральных схем. От состояния фотошаблонного стекла зависит качество изготовляемой продукции, поэтому на сегодняшний день большое внимание уделяется технологии обработки поверхности фотошаблонов и защиты их от воздействия атмосферы и реагентов.

Цель работы: исследовать влияние влаги на состав, структуру и оптические свойства поверхности фотошаблонов.

В результате взаимодействия воды со стеклом в процессе промывки при эксплуатации на поверхности фотошаблонов образуется наноразмерный гидратированный слой, через который происходит диффузия содержащихся в стекле химических элементов и соединений в воду. Образование гидратированного слоя негативно сказывается на оптических свойствах фотошаблонов.

В качестве **объектов исследования** были выбраны образцы щелочных фотошаблонов в виде полированных пластин с химическим составом: Na – 9,4%; Ca – 1,9%, Mg – 2,1%, K – 0,3%, Si – 18,4%, O – 67,8%. Образцы выдерживались

в деионизованной воде в течение длительного времени. В процессе испытаний периодически контролировались оптические характеристики в видимом диапазоне длин волн такие, как показатель преломления, показатель поглощения, коэффициент пропускания и толщина нарушенного слоя. Эти измерения проводились на автоматическом спектральном эллипсометрическом комплексе «Эллипс-1891 САГ». Кроме того, проводился анализ изменения химического состава поверхностного слоя с помощью растрового электронного микроскопа ТМ-1000 (Hitachi, Япония), оснащенного системой энергодисперсионного микроанализатора SwiftED (Bruker, Германия), а также спектральный анализ поверхностного слоя с помощью фурье-спектрометра FT-801.

Установлено, что образцы стекла до испытаний имели при длине волны 632,8 нм показатель преломления 1,545 и показатель поглощения 0,008. Все образцы содержали приповерхностный нарушенный слой толщиной 100–150 нм с показателем преломления 1,38. При испытаниях во всех группах со временем толщина нарушенного слоя увеличивалась, достигая величины 400–600 нм (рис. 1).

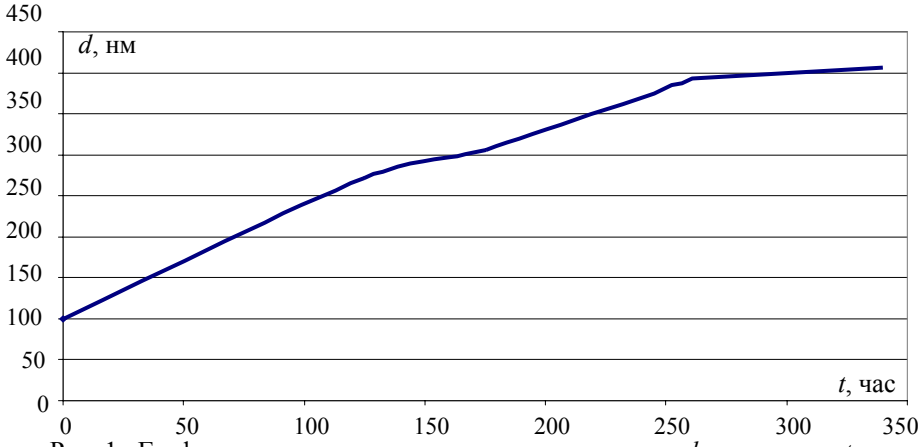


Рис. 1. График изменения толщины нарушенного слоя *d* от времени *t*

Одновременно увеличивался и показатель поглощения, достигая величины 0,02 (рис. 2).

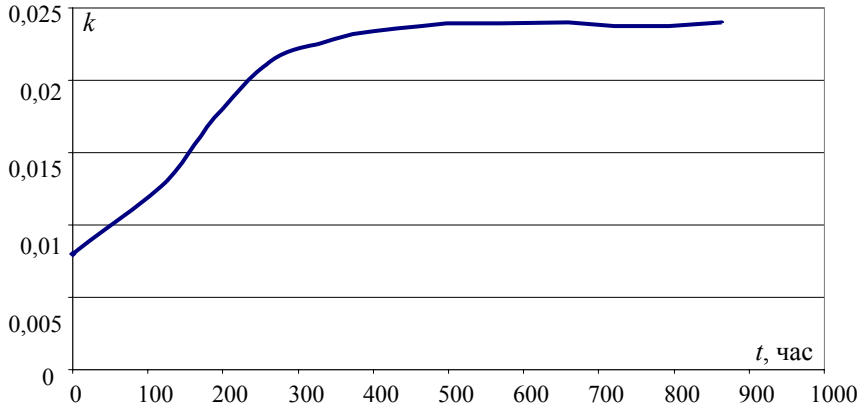


Рис. 2. График изменения показателя поглощения *k* от времени *t*

Установлено также, что среднее процентное содержание натрия и кремния в образцах при испытаниях до 300 ч уменьшается, затем становится стабильным. Это обусловлено тем, что при взаимодействии стекла с водой происходит «выщелачивание» поверхностных слоев, т.е. активные и растворимые составляющие стекла, ионы щелочей, в первую очередь, переходят в раствор [1]. При этом происходит разрушение силикатной решетки с разрывом связей Si-O-Si, вследствие чего образуются два нестабильных «радикала» с противоположными зарядами:

$$\equiv \text{Si-O-Si} \equiv \text{разрушение} \equiv \text{Si-O-} \pm \equiv \text{Si}^{+}. \quad (1)$$

Эти ионы активно взаимодействуют с молекулами воды:

$$\begin{array}{ll} \equiv \text{Si-O}^{-} & \equiv \text{Si-OH} \\ & \text{H2O} \longrightarrow \\ \equiv \text{Si}^{+} & \equiv \text{Si-O} \end{array} \quad (2)$$

Но при продолжительном гидролитическом воздействии устанавливается равновесное состояние между поверхностью стекла и водной средой, и процесс растворения прекращается из-за образования гидратированного слоя на поверхности стекла [2]. Фурье-спектроскопия показала, что с увеличением времени воздействия водной среды на образцы, содержание связей Si-O-Si в приповерхностном слое уменьшается на 3–4% (рис. 3).

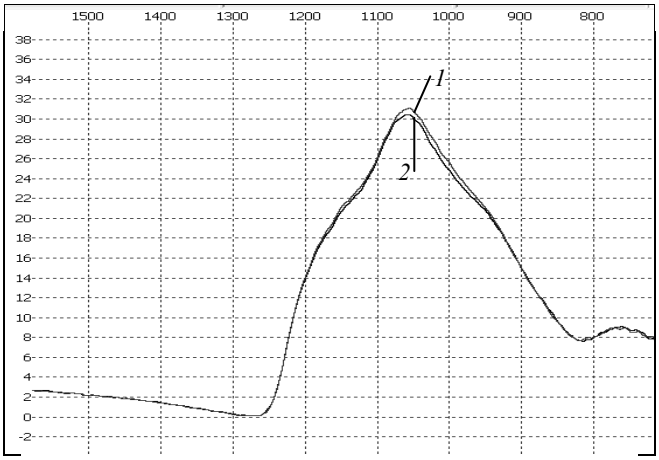


Рис. 3. Спектр изменения содержания связей Si–O–Si:
1 – исходное содержание SiO_2 для данных длин волн;
2 – содержание оксида кремния после длительного воздействия

Из спектра пропускания (рис. 4) видно, что коэффициент пропускания уменьшился в среднем на 13–16%. Это свидетельствует об уменьшении количества света, проходящего через данные образцы фотошаблонов [3].

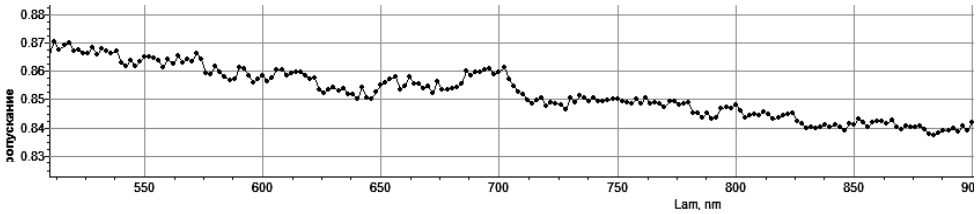


Рис. 4. Спектр пропускания

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. В процессе взаимодействия влаги с фотошаблонным стеклом вблизи поверхности происходит увеличение толщины нарушенного слоя от 100 до 500 нм. Рост толщины наблюдается в течение 300 ч, после чего скорость роста замедляется.

2. Образование наноразмерного гидратированного слоя приводит к ухудшению оптических свойств фотошаблонов, а именно: увеличению показателя поглощения более чем в два раза и соответственно уменьшению коэффициента пропускания на 13–16%.

3. Для стабилизации процесса гидратации поверхности и оптических свойств фотошаблон рекомендуется выдержать в водной среде в течение 300 ч.

Литература

1. Безбородов М.А. Химическая устойчивость силикатных стекол. Минск: Наука и техника, 1972. 303 с.

2. Стеклянные подложки в производстве прецизионных фотошаблонов / Б.Г. Грибов, А.М. Мазин, Р.А. Родионов, Л.Н. Шевякова // Обзоры по электронной технике. 1985. Т. 6, вып. 4. С. 17–21.

3. Теория и практика современной науки: матер. XV Междунар. науч.-практ. конф., г. Москва, 8–9 октября 2014 г. М.: Изд-во Института стратегических исследований, 2014. С. 110–114.

УДК 620.181.412

ОСОБЕННОСТИ ВЛИЯНИЯ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОГО СПЕКАНИЯ НА ПЛОТНОСТЬ СПЕЧЕННОЙ КЕРАМИКИ НА ОСНОВЕ КАРБИДА КРЕМНИЯ

В.В. Каранский, А.С. Климов, Е.В. Саврук, А.А. Зенин

Проведены исследования влияния режимов электронно-лучевого спекания на плотность керамики на основе карбида кремния. Рассчитаны плотности керамических образцов после спекания. Определена температура, при которой можно получать плотную и прочную керамику на основе карбида кремния.

Ключевые слова: электронно-лучевое спекание, керамика, плотность, ИК-спектр, гелий.

Спекание – основная технологическая операция в процессе получения плотных керамических материалов с наноразмерным масштабом зернистой структуры. Структура спеченного образца зависит не только от характеристик исходного порошка, но и от процессов массопереноса при спекании. Традиционная технология термического спекания керамики на основе чистого карбида кремния требует поддержания высокой температуры (2150–2200 °С) и длительное время изотермической выдержки, требуемое для формирования плотной структуры. В свою очередь эти факторы приводят к высокой стоимости процесса спекания. Основным путем снижения температуры и уменьшения времени спекания является введение модифицирующих добавок в чистый карбид кремния, а также использование нетрадиционных методов воздействия на керамику – электроимпульсное спекание, плазменно-искровое, реакционное, лазерное. Одним из нетрадиционных методов является электронно-лучевое спекание. Успешность этого метода, продемонстрированная при спекании алюмооксидной и циркониевой

керамик [2, 3], дала основание для применения его к спеканию керамики на основе карбида кремния. В данной работе проведен сравнительный анализ электронно-лучевого спекания образцов на основе чистого карбида кремния и карбида кремния, модифицированного добавками в атмосфере различных газов, с целью получения плотных образцов при температуре спекания 1700 °С.

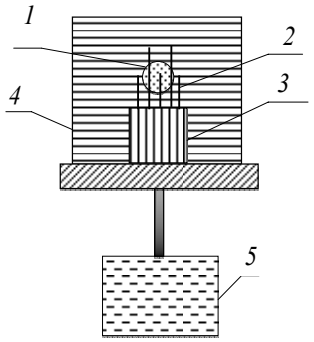


Рис. 1. Устройство вращения:
1 – керамический образец;
2 – вольфрамовый стержень;
3 – графитовый держатель;
4 – термоэкран; *5* – редуктор

В качестве исследуемой керамики были выбраны образцы на основе карбида кремния (SiC) с добавлением 5,5% по массе Al_2O_3, 3,5% Y_2O_3 и 6% органического связующего, а также образцы на основе чистого SiC с добавлением 3% нанопорошка. Порошок-основа состояла из частиц размером 0,6–2,6 мкм. Образцы были подготовлены одноосным прессованием при давлении 318 МПа при комнатной температуре. Электронно-лучевое спекание проводилось в вакуумной камере с использованием плазменного источника электронов [4]. Образец *1* в виде диска устанавливался в держателе *3*, представляющем собой графитовую основу с системой вольфрамовых стержней. Конструкция из стержней позволяла существенно уменьшить площадь контакта образца с элементами держателя и тем самым снизить потери тепла на теплопроводность. Для обеспечения равномерного прогрева держатель с образцом вращался с частотой 60 об/мин. Спекание проводилось при одинаковых параметрах электронного пучка и атмосферы вакуумной камеры – воздуха при давлении 6 Па либо гелия при давлении 11 Па.

В табл. 1 приведены параметры исследуемых образцов до спекания. Образцы SiC (№1) и SiC-Al_2O_3-Y_2O_3 (№1) спекались в атмосфере воздуха, а SiC (№2) и SiC-Al_2O_3-Y_2O_3 (№2) в атмосфере гелия.

Таблица 1

Параметры, исследуемых образцов до спекания

Образец	SiC (№1)	SiC (№2)	SiC-Al_2O_3-Y_2O_3 (№1)	SiC-Al_2O_3-Y_2O_3 (№2)
Масса, г	0,881	0,880	0,880	0,988
Толщина, мм	2,99	3	2,83	3,14
Диаметр, мм	14,5	14,5	14,56	14,48
Плотность, г/см^3	1,79	1,78	1,87	1,91

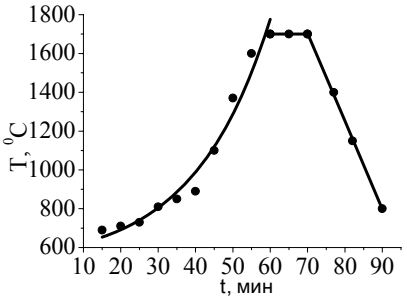


Рис. 2. Типичная зависимость температуры спекаемого образца от времени для карбида кремния

На рис. 2 представлена типичная зависимость температуры от времени для карбида кремния. Скорость нагрева образца составляла 30 °С/мин, а скорость охлаждения – порядка 60 °С/мин. При такой скорости нагрева выход на режим спекания (до температуры 1700 °С) занимал примерно 1 ч. Время изотермической выдержки во всех экспериментах составляло 10 мин.

В табл. 2 приведены параметры исследуемых образцов после спекания.

Таблица 2

Параметры, исследуемых образцов после спекания

Образец	SiC (№1)	SiC (№2)	SiC-Al_2O_3-Y_2O_3 (№1)	SiC-Al_2O_3-Y_2O_3 (№2)
Масса, г	0,673	0,733	0,638	0,746
Толщина, мм	2,92	3,01	2,72	2,97
Диаметр, мм	14,37	14,37	13,92	13,87
Плотность, г/см^3	1,42	1,5	1,54	1,66

Полученные значения плотности для всех спеченных образцов оказались меньше плотности исходного неспеченного материала, что может быть связано с интенсивным окислением кремния при нагреве до высокой температуры. Согласно [5] при температуре 800 °С кислород, который неизбежно присутствует в остаточной атмосфере вакуумной камеры, начинает окислять карбид кремния, но очень медленно, при повышении температуры процесс окисления ускоряется. А при достижении температуры образца 1300–1400 °С карбид кремния начинает реагировать с водяным паром, также присутствующим в остаточной атмосфере. Промывка вакуумной камеры гелием несколько снижает процесс окисления (см. табл. 2), однако не устраняет его полностью, что, по-видимому, связано с химической чистотой используемого гелия и может быть устранено при использовании особо чистого газа.

Тем не менее по результатам спекания был получен образец с наиболее близким к теоретической плотности значением – карбид кремния с добавками 5,5% по массе Al_2O_3, 3,5% Y_2O_3 и 6% органического связующего. С помощью фурье-спектрометра «Инфралюм ФТ-801» был снят ИК-спектр данного образца, до обработки поверхности электронным пучком и после обработки. На рис. 3 изображен ИК-спектр, исследуемого образца на основе карбида кремния с добавками.

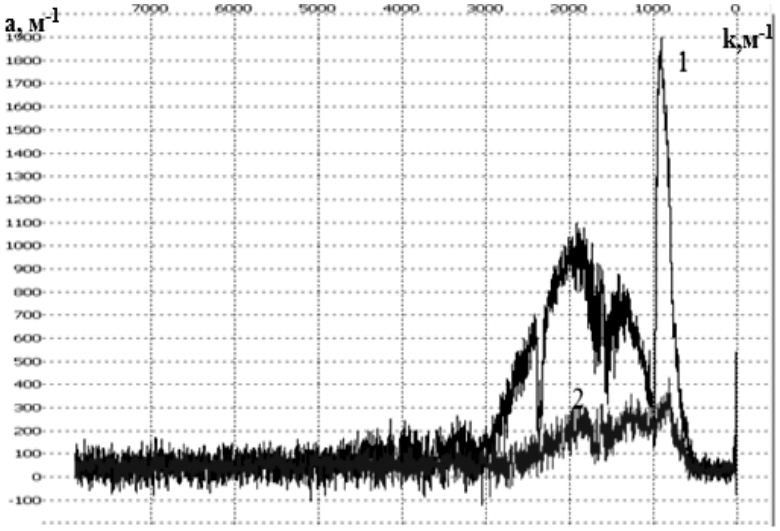


Рис. 3. ИК-спектр SiC с добавками Al_2O_3-Y_2O_3:
1 – спектр до обработки; *2* – спектр после обработки

Из рис. 3: кривая *1* – спектр исследуемого образца до обработки электронным пучком, на этой кривой присутствуют 4 пика, каждый из которой соответствует фазам, которые присутствуют в исследуемом образце. Образец карбид

кремния с добавками, помимо SiC, содержит Al_2O_3, Y_2O_3 и органическое связующее, можно сделать предположение, что пики на кривой *1* соответствуют химическим связям этих соединений. На кривой *2* – спектр образца после обработки. На этой кривой наблюдается изменение фазового состава, в связи с этим можно выдвинуть предположение о том, что на изменение фазового состава образца повлияло спекание.

Заключение

1. Результаты исследования показали, что наиболее близкое значение плотности для спеченной керамики и плотности исходного образца наблюдалось у образца карбида кремния с добавками 5,5% по массе Al_2O_3, 3,5% Y_2O_3 и 6% органического связующего, спеченного в остаточной атмосфере гелия. Разброс значений плотности исходного материала и спеченного составил 13%.

2. Установлено, что спекание электронным пучком карбида кремния с введением модифицированных добавок Al_2O_3 и Y_2O_3 позволяет получить плотную и прочную керамику при температуре обжига ниже 1700 °С.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант 14-08-00775.

Литература

1. Electron Beam Welding of Ceramic to Metal Using Fore Vacuum Plasma Electron Source / A.K. Goreev, V.A. Burdovitsin, A.S. Klimov, E.M. Oks // Inorganic Materials: Applied Research. 2012. Vol. 3, № 5. P. 446–449.

2. Burdovitsin V.A. Electron Beam Sintering of Zirconia Ceramics / V.A. Burdovitsin, E.S. Dviliset et al. // Advanced Materials Research. Vol. 872 (2014). P. 150–156.

3. Бурдовицин В.А. Источник электронов с плазменным катодом для генерации сфокусированного пучка в форвакуумном диапазоне давлений / В.А. Бурдовицин, И.С. Жирков, Е.М. Окс, И.В. Осипов, М.В. Федоров // ПТЭ. 2005 г. № 6. С. 66–68.

4. Марковский Л.Я. Химическая электротермия: под ред. Д.Л. Оршанского / Л.Я. Марковский, Д.Л. Оршанский, В.П. Прянишников. М.: Изд-во химической литературы, 1952. 402 с.

УДК 621.382

ТРАНСФОРМАЦИЯ СПЕКТРОВ ИЗЛУЧЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ИСТОЧНИКА СВЕТА НА GaN В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ПРЯМОГО ТОКА

К.В. Короткова

Приводятся результаты исследования спектров излучения полупроводниковых источников света на основе гетероструктуры GaN в зависимости от различных значений прямого тока. Показано, что увеличение интенсивности свечения источников света и увеличение полуширины их спектров связано с изменением ширины запрещенной зоны, происходящим вследствие повышения температуры.

Ключевые слова: спектр излучения, интенсивность, полуширина, цветопередача.

Область применения светодиодной продукции постоянно расширяется. Наиболее широкое применяют ее в светотехнике. Если параметры полупроводнико-

вых источников света оптимизировать, то они станут гораздо более предпочтительными, чем обычные источники света. В недалеком будущем, возможно, удастся научиться управлять такими свойствами светодиодов, как спектр излучения, цветовая температура, световой поток и т.д., зависящих от таких факторов, как прямой ток, рабочая температура [1].

Целью проведения данной работы является исследование спектров излучения полупроводниковых источников белого света на основе гетероструктуры GaN в зависимости от величины прямого тока.

В работе были исследованы светодиоды белого свечения на основе гетероструктуры GaN. Основные типовые параметры исследуемых источников света: максимальный прямой ток 75 мА, обратное напряжение 5 В, яркость 20000 мкд.

Измерения были проведены с помощью высокочувствительного оптоволоконного спектрометра AvaSpec-2048.

Зависимость спектров полупроводниковых источников света белого свечения при разных значениях тока представлена на рис. 1. Из полученных результатов видно, что с увеличением тока происходит увеличение интенсивности свечения. При этом происходит неравномерное изменение отношения величины пиков кристалла и люминофора, определяющее цветопередачу источника света. Так, при токе величиной 0,01 А отношение величины пиков спектра составило 0,28, при токе 0,02 А – 0,37, а при токе 0,03 А – 0,35. Таким образом, происходит смещение спектра в область синего света.

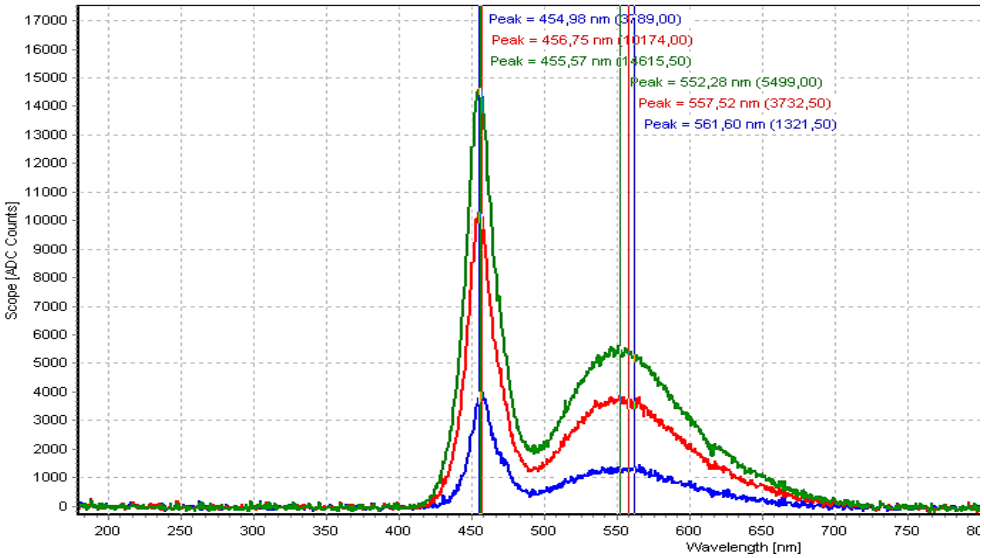


Рис. 1. Спектры светодиодов белого свечения при разных значениях тока

Следует отметить, что особенностью спектра излучения белых светодиодов является наличие двух пиков, один из которых обусловлен свечением кристалла и является узким, а второй обусловлен влиянием люминофора и размыт, так как поглощает синий свет.

На рис. 2 можно видеть изменение полуширины спектров. С увеличением тока полуширина спектра увеличивается, а также наблюдается смещение пиков в сторону увеличения длины волны. Длинноволновое смещение спектра излучения

связано с изменением ширины запрещенной зоны, происходящее вследствие повышения температуры [2].

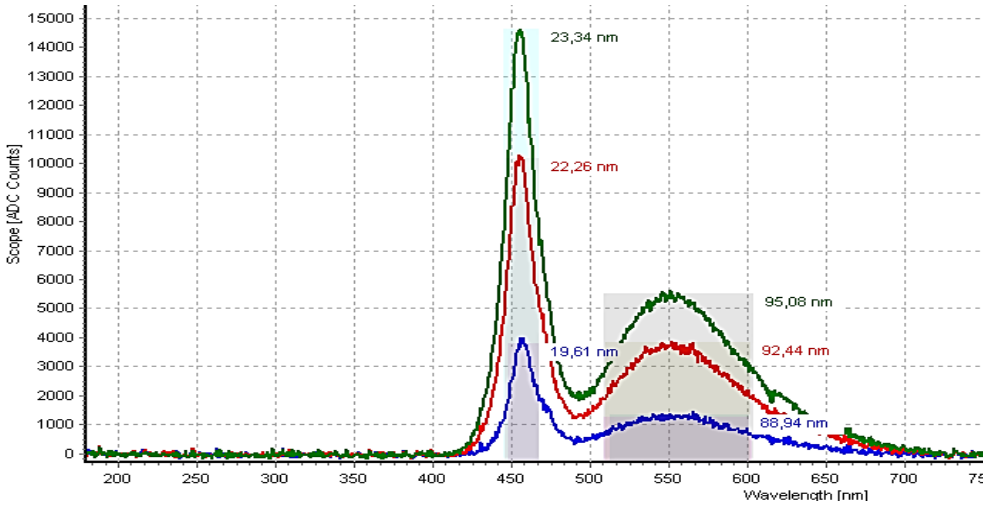


Рис. 2. Спектры светодиодов белого свечения при разных значениях тока

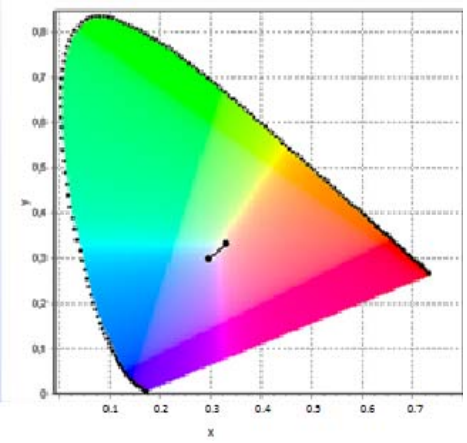


Рис. 3. Цветовая модель исследуемого светодиода

В ходе исследования также была определена цветовая температура для белых светодиодов при разных значениях тока. Она составила 7130–7580 К. Данные значения входят в диапазон холодного белого света.

Цветовая температура является важнейшей характеристикой светодиодных электроизделий. Именно от нее зависит то, насколько комфортно мы ощущаем себя в интерьере, освещаемом светодиодными источниками света (рис. 3).

Проведенные исследования показали, что параметры полупроводниковых источников света зависят от значения прямого тока. Вследствие увеличения тока происходит не только увеличение полуширины спектра, но и увеличение интенсивности излучения. Следовательно, повышение тока приводит к улучшению эксплуатационных характеристик и цветопередачи полупроводниковых источников света.

Литература

1. Шуберт Ф.Е. Светодиоды / пер. с англ.; под ред. А.Э. Юновича. 2-е изд. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с.

2. Смирнов С.В., Саврук Е.В., Гончарова Ю.С. Температурная зависимость спектра излучения // Доклады ТУСУРа. 2011. №2 (24), ч. 2, декабрь.

УДК 001.61

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕТОДИОДОВ НА ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ ПРИ ДЛИТЕЛЬНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ ТОКА И ТЕМПЕРАТУРЫ

Е.А. Малаева, А.Е. Целовальникова

Приведены результаты исследования электрических характеристик светодиодов на гетероструктурах при форсированных испытаниях, при длительной подаче тока. На основе анализа вольт-фарадных характеристик установлены изменения параметров, которые наблюдаются при токе 120 мА и времени 1 ч. На основе анализа вольт-амперных и вольт-фарад-ных характеристик установлены изменения параметров, которые наблюдаются на участке в диапазоне от 15 до 30 В.

Ключевые слова: вольт-амперная характеристика, вольт-фарадная характеристика, деградация, старение.

На сегодняшний день светоизлучающие диоды (СИД) являются наиболее популярным видом твердотельного освещения. Светодиоды уже стали источниками света, которые производятся в промышленных масштабах для самых разных применений в светотехнике. Они отличаются миниатюрностью, прочностью, надежностью, хорошими оптическими характеристиками и высоким квантовым выходом излучения.

В основе работы полупроводниковых источников света лежат два явления: инжекция неосновных носителей электронно-дырочным переходом и последующая излучательная рекомбинация избыточных электронов и дырок в *p–n*-областях. Улучшение фотометрических параметров, повышение надежности полупроводниковых источников света открывают более широкие перспективы их использования.

Целью данной работы является исследование изменения параметров светодиодов при длительным воздействием тока. При этом уменьшается световой поток, а в ряде случаев также наблюдается деградация ВАХ, ВФХ светодиодов.

Для источников света были взяты светодиоды производства ОАО НИИПП типа КИПД154А, КИПД154Б, предназначенные для создания светотехнических изделий офисного, уличного и декоративного освещения, изготовленные в керамическом корпусе типа 5050 (КИПД154А91, КИПД154Б91).

Для установления влияния температуры и тока мы провели испытания при разных температурах с помощью измерителя импеданса Е7-20, компьютерная обработка результатов проводилась с помощью программы, написанной для этого прибора: «Измеритель ВАХ, ВФХ. Анализатор Rs».

Измерения ВФХ проводились на частоте 1 кГц в течение одного часа при подаче тока. Светодиоды подвергались ступенчатым испытаниям при повышенных токах 60, 120, 160 мА.

Приведены характеристики светодиода холодного свечения (таблица).

Характеристика светодиода

Условное обозначение диода	Цветовая температура, К	Цвет свечения
КИПД154А9-Б1 КИПД154А91-Б1 КИПД154Б9-Б1	От 6000	Белый холодный

Было установлено, что при длительном воздействии тока полупроводниковых источников света светодиод меняет свои параметры, происходит деградация. Измерения проводились для каждого кристалла. Исследования ВАХ, ВФХ показали незначительную разницу среди трех кристаллов.

На рис. 1 представленна ВФХ испытуемых источников света до и после подачи тока.

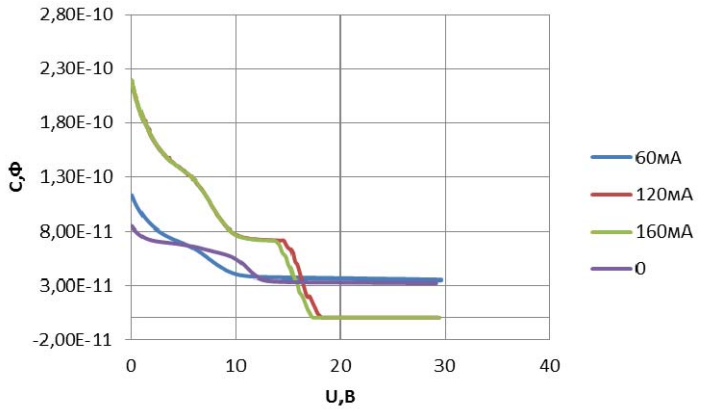


Рис. 1. ВФХ испытуемых источников света до и после подачи тока

Изменения ВФХ обусловлены перераспределением примеси в области *p–n*-перехода. Светодиод начинает изменять свои параметры при подаче тока более 120 мА и при времени 1 ч.

На рис. 2 наблюдаются незначительные изменения ВАХ при различных температурах в течение 1 ч. Видно, что с повышением температуры повышается обратный ток.

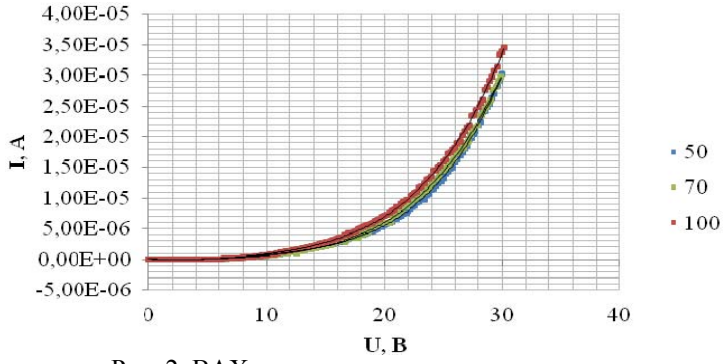


Рис. 2. ВАХ при повышенных температурах

Это связано с тепловой генерацией носителей заряда и с изменением эффективной ширины запрещенной зоны.

Незначительные изменения видны и в ВФХ, связанные с перераспределением концентрации примеси за счет диффузии в области *p–n*-перехода. На рис. 3 наблюдается участок постоянной величины в диапазоне от 15 до 30 В, что связанно с увеличением объемного заряда до высоколегированной подложки.

Были сняты и проанализированы обратные ВФХ для трех кристаллов одного свечения. При длительном воздействии тока на светодиоде происходит деградация и старение, что сказывается на обратной ВФХ. Данная методика может быть

рекомендована для выявления деградации и старения светодиодов. Чем больше ток, тем быстрее протекает процесс деградации, тем сильнее изменяется обратная ВФХ.

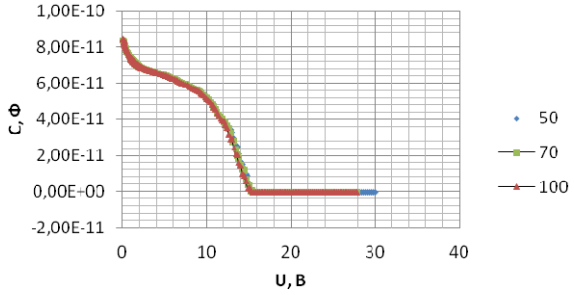


Рис. 3. ВФХ при повышенных температурах

В результате испытаний при повышенном токе происходят физико-химические изменения. ВАХ и ВФХ проявляют чувствительность к деградации полупроводниковых источников света при форсированных испытаниях и могут быть рекомендованы к использованию для оценки качества изделий.

В дальнейшем планируется установить корреляцию между обратной ВАХ и ВФХ до испытаний, т.е. возможность предварительной разбраковки светодиодов.

Литература

1. Шуберт Ф.Е. Светодиоды / пер. с англ. под ред. А.Э. Юновича. 2-е изд. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с.

2. Малаева Е.А., Целовальникова А.Е. Исследование электрических характеристик полупроводниковых источников света на гетероструктурах // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2015». Томск: В-Спектр, 2015. С. 155–157.

3. Малаева Е.А., Панова С.П. Цветовая передача полупроводниковых источников света // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2014». Томск: В-Спектр, 2014. С. 155–157.

УДК 537.226.83

ЭЛЕМЕНТ ПАМЯТИ МЕМРИСТОРНОГО ТИПА НА ОСНОВЕ ПЛЕНОК TiO_2-TiO_x НАНОМЕТРОВОЙ ТОЛЩИНЫ

С.Г. Нагайчук, Д.П. Аргунов, П.А. Змановский, И.В. Пилипец

Разработан метод получения тонких пленок TiO_x, получены структуры типа Mo-TiO_x-TiO_2-Cu на подложках типа «керн». Измерены вольт-амперные характеристики полученных структур до формовки, после формовки в вакууме и при атмосферном давлении, а также исследован эффект памяти.

Ключевые слова: мемристор, эффект памяти, формовка, пленки оксида титана.

Наблюдаемое усложнение вычислительных задач в гражданском и военном секторах экономики требует создания высокопроизводительной вычислительной техники, а также разработки новых методов их решения. Внедрение новых перспективных мемристорных элементов позволит создать эффективные вычислительные системы для решения поставленных задач. Мемристор – это пассивный

элемент электроники, ключевой особенностью которого является способность изменять свое электрическое сопротивление в зависимости от прошедшего через него электрического заряда. Применение мемристорных элементов обеспечит не только совершенствование цифровых и аналого-цифровых вычислительных схем, которые потребуют гораздо меньшее количество активных элементов, но и возможность разработки таких новых систем, как самообучающиеся адаптивные системы управления и вычислений, основанные на нейроморфных принципах [1].

Целью данной работы является разработка технологии получения тонких пленок недоокисленного оксида титана, а также получение мемристорных структур, которые будут обладать эффектом памяти.

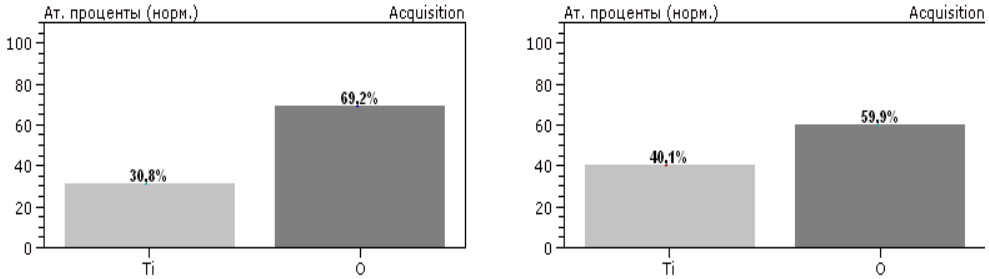
Экспериментальная часть. В данной работе пленки диоксида титана получались магнетронным распылением, в котором титановая мишень распыляется бомбардировкой ионами газа (Ar) и испускает атомы, которые затем осаждаются в газовой смеси аргона и кислорода на подложке в виде тонкой оксидной пленки [2]. Пленки TiO_x получались также магнетронным распылением, но с использованием только аргона.

Напыление пленок TiO_2 производилось в атмосфере аргона и кислорода при давлении 10^{-2} мм рт. ст., разрядный ток составлял 300 мА, время напыления 9 мин. Толщина полученных пленок ~54 нм. Скорость распыления пленки составляет приблизительно 6 нм/мин.

При напылении пленок в атмосфере аргона, давление в камере было порядка 10^{-2} мм рт. ст., разрядный ток составлял 300 мА, время напыления 5,5 мин. Толщина полученных пленок ~25 нм. Скорость распыления пленки составляет приблизительно 4,5 нм/мин.

С помощью электронного сканирующего микроскопа Hitachi TM-1000 был проведен рентгеноспектральный микроанализ полученных пленок (рис. 1), нанесённых на стеклянную подложку.

Из анализа состава пленки TiO_2 следует, что содержание кислорода составляет 69,2%, а содержание титана – 30,8%. В идеальном случае, при полном окислении на каждый атом титана должно приходится два атома кислорода (TiO_2), т.е. содержание кислорода должно составлять 66%, а титана – 33%. Наличие излишнего кислорода можно объяснить адсорбцией воды на поверхности пленки и окислением подложки.



а – TiO_2 *б* – TiO_x

Рис. 1. Процентный состав пленок TiO_2 и TiO_x

Из анализа состава пленки TiO_x следует, что содержание кислорода составляет 59,9%, а содержание титана – 40,1%. Полученное соотношение говорит о том, что в пленке имеется избыток титана. Можно сказать, что на каждый атом титана приходится полтора атома кислорода.

Проведенный рентгеноструктурный микроанализ показал, что титан в полученных пленках имеет состав, необходимый для получения мемристорных структур.

Для исследования эффекта памяти были получены структуры Mo-TiO_x-TiO_2-Cu, в качестве подложки использовались конструкции типа «керн» (рис. 2).

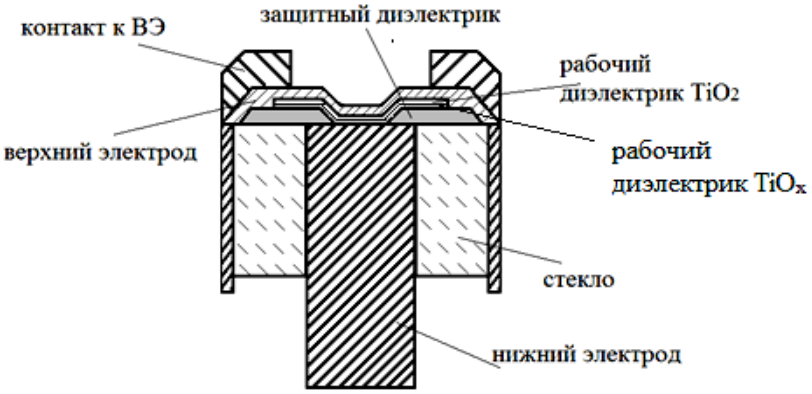


Рис. 2. Схематическое изображение структур на подложке типа «керн» [3]

В качестве нижнего электрода использовался массивный металл молибден (Mo). Для выделения рабочей области площадью 0,25 м 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.

Первый слой диэлектрика TiO_x наносился путем магнетронного распыления титановой мишени в атмосфере аргона с непродутыми капиллярами, второй слой TiO_2 был нанесен также методом магнетронного распыления, но уже в атмосфере аргона и кислорода при давлении 10^{-2} мм рт. ст. на холодную подложку, толщина пленки составляла 25 и 54 нм соответственно.

Пленки верхнего электрода наносились путем термического испарения меди в вакууме при давлении $4 \cdot 10^{-5}$ мм рт. ст. Толщина пленки верхнего электрода составляла 30 нм.

Для лучшего контакта на верхний электрод напылялся слой алюминия по краям керна, который не закрывает рабочую зону.

С полученных структур были измерены вольт-амперные характеристики в обратной полярности при атмосферном давлении. Типичная вольт-амперная характеристика структуры Mo-TiO_x-TiO_2-Cu представлена на рис. 3.

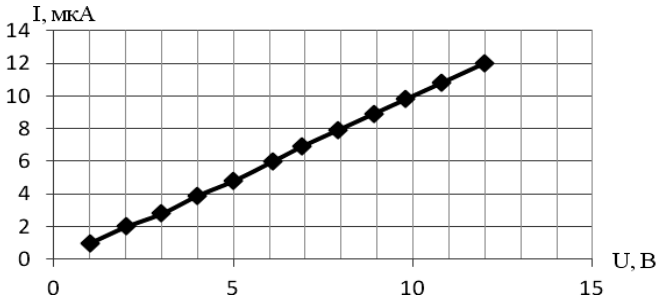


Рис. 3. ВАХ тока структуры Mo-TiO_x-TiO_2-Cu при атмосферном давлении

Как видно из рис. 3, ВАХ имеют монотонно возрастающий вид без участка отрицательного дифференциального сопротивления. Из этого следует, что формовка структуры при атмосферном давлении невозможна.

Для проведения процедуры формовки образцы были помещены в вакуум при давлении 10^{-1} мм рт. ст. Формовка проводилась подачей постоянного напряжения 10 В и выдержкой в течение 10 мин при обратной полярности. При меньшем времени формовки вид вольт-амперной характеристики не менялся. После формовки были измерены ВАХ структур (рис. 4).

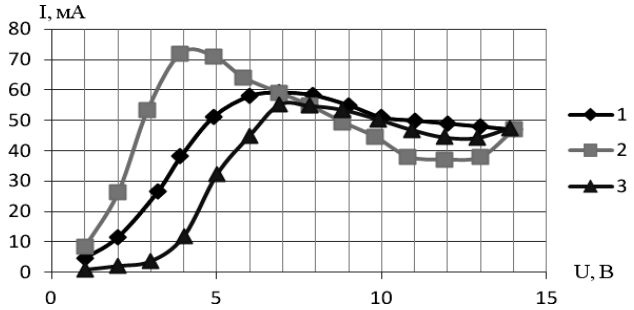


Рис. 4. Вольт-амперные характеристики состояний с различной проводимостью: *1*, *2* – исходное низкоомное состояние; *3* – высокоомное состояние, полученное импульсом 12 В

Для достижения состояния *1* на структуру плавно подавалось напряжение, затем, при достижении напряжения в 12 В, напряжение на структуре плавно уменьшалось, что соответствует состоянию *2*, для того чтобы оценить наличия гестерезиса на структуре. После этого напряжение на структуре поднималось до 12 В, а затем происходило отключение для перехода в состояние *3*.

Также были сняты ВАХ структур после формовки, типичная ВАХ структуры представлена на рис. 5. Из данных характеристик можно сделать вывод, что структура Mo-TiO_x-TiO_2-Cu формуется только в вакууме, также имеется одно характерное переключение после формовки в вакууме, а затем ВАХ становится монотонно возрастающей.

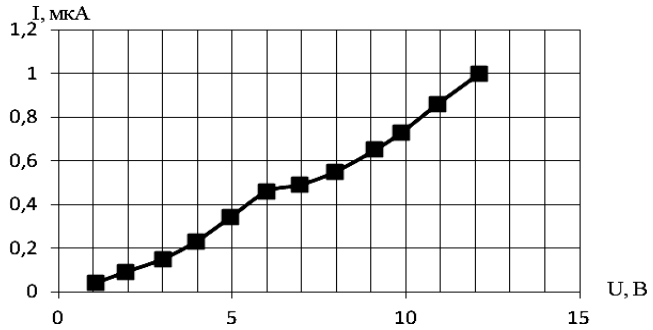


Рис. 5. ВАХ тока формованной структуры Mo-TiO_x-TiO_2-Cu на воздухе

Из приведенных ВАХ можно сделать вывод, что структуры Mo-TiO_x-TiO_2-Cu достаточно хорошо формуются, однако в ходе процесса изготовления этих структур имеется много тонкостей. Например, много структур изготавливается с микрозакоротками. Причина этого может быть связана с материалом диэлектрика TiO_x, так как сам диэлектрик TiO_x имеет очень неонородное распределение

сопротивления пленки. За счет этого токи в структурах могут отличаться на несколько порядков.

Заключение. В ходе работы была разработана технология напыления тонких пленок недоокисленного оксида титана. Исследован состав пленки недоокисленного оксида титана. Получены структуры Mo-TiO_x-TiO_2-Cu на подложках типа «керн», сняты вольт-амперные характеристики полученных структур.

Проведенные исследования показали, что структуры Mo-TiO_x-TiO_2-Cu формуются в вакууме, процесс формовки занимает около 10 мин. При атмосферном давлении формовка не происходит.

Формованные структуры Mo-TiO_x-TiO_2-Cu обладают эффектом переключения и памяти, в высокоомном состоянии токи уменьшались по сравнению с низкоомным. Вольт-амперная характеристика формованных структур при атмосферном давлении вернулась в исходное состояние.

Из полученных результатов можно сделать вывод, что эффект памяти проявляется в формованных структурах Mo-TiO_x-TiO_2-Cu, помещенных в вакуум.

Литература

1. Влияние структурных параметров мемристора на основе оксида титана на его электрические характеристики [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://2013.nscf.ru/TesisAll/Stand section/1950_ZanaveskinML_Stand.pdf, свободный (дата обращения: 28.09.2015).

2. 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.

3. 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.

УДК 621.396.41

СЕЛЕКТИВНОЕ ОСАЖДЕНИЕ ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЁНОК АЛМАЗА

В.В. Охотников, С.А. Линник, А.В. Гайдайчук, Д.В. Шашев, Г.Ю. Назарова, В.И. Юрченко

Разработана методика селективного осаждения алмазных покрытий сложной топологии на монокристаллические кремниевые подложки. Показана эффективность предложенного метода, а также выбран режим получения алмазных покрытий.

Ключевые слова: CVD алмаз, селективное осаждение, полупроводниковая электроника.

Актуальность применения алмазных покрытий в полупроводниковой электронике. Активное развитие и исследование материалов и эффектов в области полупроводниковой электроники привели к тому, что рабочие параметры используемых «классических» (Si, Ge, GaAs) материалов, близки к максимальным теоретическим. Это создаёт необходимость в исследовании и разработке новых материалов и технологий, пригодных для использования в современной

электронике и позволяющих улучшить качество и характеристики у конечных приборов.

В связи с этим большой интерес вызывают алмазные покрытия, которые отличаются в лучшую сторону от «классических» рядом параметров, важных в производстве полупроводниковой электроники. Например, алмаз является отличным теплоотводом и имеет одну из самых высоких теплопроводностей среди твёрдых тел (900–2300 Вт/м·К), также он обладает высочайшей твердостью и химической инертностью, такие покрытия являются отличным изолятором с сопротивлением $\sim 10^{16}$ Ом·см, а возможность легирования превращает его в широкозонный полупроводник с шириной запрещённой зоны 5,4 эВ, также алмаз обладает широкой полосой пропускания оптического излучения от глубокого УФ до далекого ИК [1, 2].

Все эти характеристики имеют большое значение для современной микро- и наноэлектроники. Но на пути использования алмазных покрытий стоит множество технологических сложностей. Применение синтетического монокристаллического алмаза осложняется трудоёмкостью его получения в промышленных масштабах [1, 3]. Изготовление его требует качественной алмазной подложки, а площадь получаемого покрытия, в связи с технологией изготовления, не превышает 1 $см^2$, что нетехнологично и многократно удорожает процесс изготовления, особенно если использовать его в серийном производстве. Применение поликристаллического алмаза видится более перспективным [4], потому как его изготовление более технологично и применимо к условиям промышленного производства. Так, получение таких покрытий возможно и на обычных как гомо-, так и на гетероподложках (Si), а возможный диаметр получаемых покрытий ~30 см . К тому же хоть поликристаллический алмаз и уступает по своим характеристикам монокристаллическому, но всё же по твёрдости, теплопроводности и подвижности носителей он превосходит широко используемые материалы. Несмотря на это, алмазные покрытия всё ещё остаются малопригодными для промышленного использования, так как ввиду своих характеристик твёрдости и химической инертности обработка его остаётся трудоёмким и дорогим процессом. Большинство известных методов получения необходимого рисунка полупроводниковых структур практически не применимы для алмаза. Жидкостное травление с использованием прямых и обратных фоторезистивных масок осложняется тем, что использование высокоагрессивных травителей при высоких Р-Т параметрах недопустимо в полупроводниковой электронике. Использование метода под взрыв ограничено тем, что высокая плотность алмаза не позволяет удалять алмаз, лишь вытравливая полости под плёнкой [5]. Лазерная технология в применении к алмазным плёнкам применима больше к резке и абляционной обработке поверхности ввиду низкой контролируемости процесса по глубине [6]. Травление ионами малоприменимо ввиду низкой эффективности и большой длительности процессов [7].

В данной работе представляется методика получения поликристаллических алмазных плёнок, позволяющих получать необходимую топологию.

Методика работы. Существует известный способ получения нуклеационных центров роста поликристалилческих алмазных плёнок помещением пластин в суспензию с алмазными частицами в ультразвуковую ванну [8]. Такой способ обеспечивает нанесение и закрепление частиц алмаза в различные дефекты на поверхности подложки и последующий рост плёнки из этих нуклеационных цен-

тров. Такой способ не является селективным и даёт возможность вырастить только сплошную по всей поверхности плёнку.

Предлагаемый способ заключается в предварительной подготовке специального фоторезиста, добавлением в него суспензии с частицами наноалмаза и после этапа классической фотолитографии – создании необходимого рисунка на поверхности пластины. Это создаёт области с повышенной концентрацией нуклеационных центров роста и области, чистые от частиц наноалмаза.

В технологическом процессе использовались: кремниевые пластины (КП) диаметром 76 мм, толщиной 350–400 мкм и ориентацией (111), фотошаблон (ФШ) с подходящим рисунком, позитивный фоторезист (СП-051Шу-05), смешанный с нанокристаллами алмаза. На первом этапе проводилась химическая очистка пластин от загрязнений в ультразвуке. Потом наносился фоторезист методом центрифугирования, вследствие чего образовывался фотослой. Затем КП сушился в термошкафу при температуре 70–90 °С для схватывания фоторезиста. Пластина совмещалась с фотошаблоном, после чего происходило экспонирование фотослоя на установке АМК 2104.16 ультрафиолетовым излучением с λ = (250–440) нм. Фотослой проявлялся в щелочном растворе КОН. Далее проводилось допроявление фотослоя плазменной чисткой в атмосфере азота. И на конечном этапе полученная кремниевая пластина досушивалась в термошкафу при температуре 120–140 °С.

Рабочие параметры осаждения

Температура нити	Температура подложки	Рабочее давление	Скорость осаждения	Расстояние до подложки
2000±50 °С	800±25 °С	20±1 Торр	0,5 мкм/ ч	10 мм

При осаждении плёнок использовался CVD-реактор, в основу которого заложен известный метод «горячих нитей» [9, 10], в этом методе активация газовой смеси (H_2/CH_4) осуществляется термическим способом посредством раскаленных вольфрамовых нитей. В используемом реакторе температура вольфрамовых нитей (диаметром 0,2 мм) составляла 2000±50 °С (измерялась посредством инфракрасного пирометра). Давление в процессе осаждения пленок составляло 20±1 Торр при концентрации метана в водороде 2%. Расстояние от подложки до нитей было постоянным и составляло 10 мм.

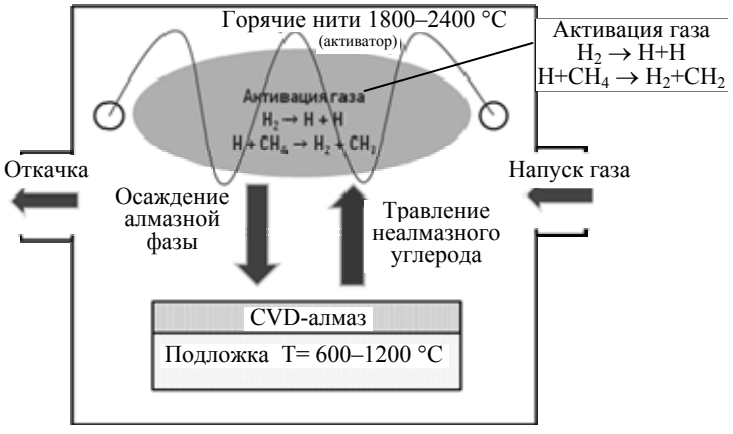


Рис. 1. Схема процесса синтеза алмазного покрытия

Результаты и обсуждение. С помощью Рамановской спектроскопии был определены фазовый состав и степень чистоты полученных алмазных пленок на установке NanoScan Technology Centaur I HR spectrometer. На рис. 2 приведен спектр, полученный в области сплошной пленки. Этот спектр близок к характерному для монокристаллического алмаза. Ширина линии, характеризующей sp^3-углерод (1333 $см^{-1}$), не превышает 50 $см^{-1}$, что указывает на отсутствие аморфного sp^3-углерода. Также на спектре не наблюдаются линии паразитных включений, характерных для поликристаллического алмаза [11] (линии trans-PA (1450 $см^{-1}$) и G band of graphite (1560 $см^{-1}$)). Это значит, что осаждаемые пленки состоят из высококачественного алмазного материала без посторонних включений.

С помощью электронной сканирующей микроскопии (микроскоп FEI Quanta 3D SEM) проводился анализ поверхности покрытия. Рисунок 3 показывает, что используемый подход позволяет проводить селективное осаждение пленок, несмотря на наличие определенной доли «паразитных» кристаллитов, образовывающихся в зоне, с которой содержащий наноалмаз фоторезист удалялся перед осаждением. Образование данных кристаллитов можно объяснить тем, что при смывании фоторезиста в незасвеченных участках часть наноалмазов все же остается на кремнии, являясь при осаждении центрами зародышеобразования «паразитных» кристаллитов.

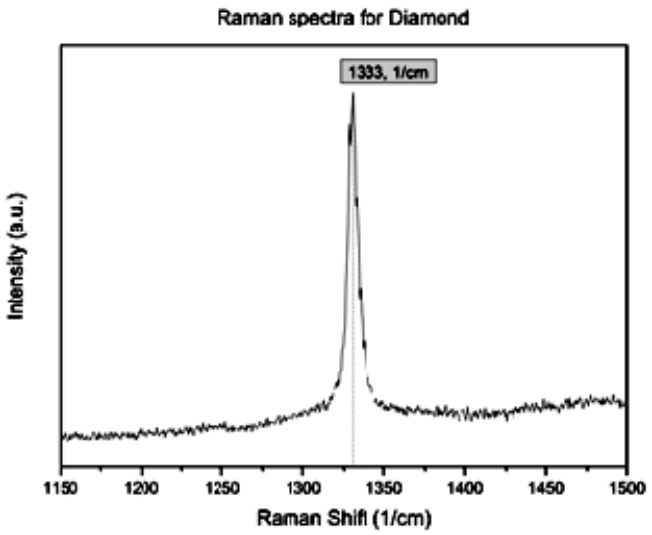


Рис. 2. Рамановский спектр осаждаемых алмазных плёнок

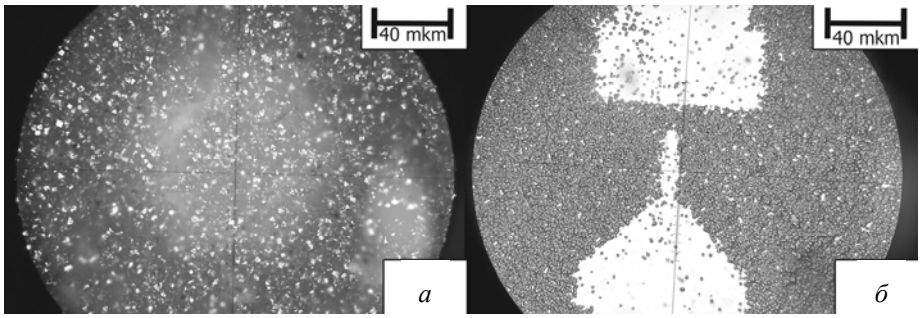


Рис. 3 Фотографии селективно осажденных алмазных плёнок на монокристаллическом кремнии

Такой эффект возникает из-за контролируемого создания областей с высокой концентрацией нуклеационных центров из наночастиц алмаза для роста будущей плёнки и обеднения ими тех областей, которые не должны быть зарощены.

Выводы. В ходе данной работы на образцах монокристаллического кремния были получены плёнки поликристаллического алмаза высокой чистоты с заранее заданной топологией, полученной методом промышленной фотолитографии с добавлением в фоторезист алмазных наночастиц. На полученных покрытиях видно, что рисунок плёнки повторяет рисунок нанесённого ранее фоторезиста. Благодаря такой технологии можно многократно упросить процесс резки и обработки требуемых алмазных плёнок.

Литература

1. Reinhard D.K. Diamond Films Handbook / D.K. Reinhard, J. Asmussen. New York: Marcel Dekker, Inc. Basel, 2002. 676 p.
2. Equipment and technology for producing diamond and diamond-like films by plasma chemical vapor deposition [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.intactive.ru/ru/info/articles/article/4/, свободный (дата обращения: 20.06.2015).
3. Davidson J.L. Selective Deposition of Diamond Films / J.L. Davidson, C. Ellis, R. Ramesham // Journal of Electronic Materials (Germany). 1989. Vol 18, № 6. P. 711–715.
4. Linnik S.A. Synthesis of multilayer polycrystalline diamond films using bias-induced secondary nucleation / S.A. Linnik, A.V. Gaydaychuk // Materials Letters. 2015. Vol. 139. P. 389–392.
5. Zhou Z.J. Fabrication of Diamond Microstructures by Using Dry and Wet Etching Methods / Z.J. Zhou, M.W. Weidong, T.Jun Yongjian // Plasma Science and Technology (Germany). 2013. Vol. 15, № 6. P. 550–555.
6. Komlenok M.S. Laser Induced Nanoablation of Diamond Materials / M.S. Komlenok, V.V. Kononenko, V.G. Ralchenkoet et al. // Physics Procedia. 2011. Vol. 12. P. 37–45.
7. Leech P.W. Reactive ion etching of diamond in CF4, O2, O2 and Ar-based mixtures / P.W. Leech, G.K. Reeves, A. Holland // Journal of Materials Science. 2001. Vol. 36, № 14. P. 3453–3459.
8. Selection and justification of technology of deposition of polycrystalline, monocrystalline diamond, and diamond-like films [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://as-pp.ru/517/statyi/tehnologii_i_innovatsii/almaznye-plenki, свободный (дата обращения: 24.06.2015).
9. Lin C. Fabrication of Antireflection Nanodiamond Particle Film by the Spin Coating Deposition Technique / C. Lin, H. Chang, M. Ben Dao, H. Chiang, W. Chen // International Journal of Photoenergy. 2014. Vol. 14. ID 517878.
10. Jingping H. Hot filament chemical vapor deposition of diamond / H. Jingping, S.J. Foord, B.K. Holt // Phys. Chem. 2007. Vol. 9. P. 5469–5475.
11. Linnik S.A. Deposition of polycrystalline diamond films with a controlled grain size by periodic secondary nucleation / S.A. Linnik, A.V. Gaydaychuk, E.Y. Baryshnikov // Materials Today: Proceedings. 2015 (в печати).

УДК 621.3.049.774

ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ КОСМИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А.И. Отто, М.П. Сухоруков

Статья посвящена обзору существующих технологий, позволяющих создавать монолитные интегральные схемы для использования в составе бортовой аппаратуры космического аппарата. Работа носит обзорный характер и будет интересна специалистам как разрабатывающим, производящим так и активно ее внедряющим.

Ключевые слова: многослойные интегральные схемы, технология изготовления, арсенид галлия, кремний–германий, бортовая аппаратура, космический аппарат.

Современные системы спутниковой связи не представляются возможными без использования монолитных интегральных СВЧ-микросхем (МИС). Применение МИС позволяет достичь высоких качественных показателей. При этом по оценкам экспертов, стоимость входящих в приемопередающие модули МИС составляет 60–80% от стоимости модулей. Для организации опытного и промышленного производства СВЧ МИС требуется решить комплекс вопросов, в том числе и в области технологии.

В настоящее время запущены в промышленное производство следующие технологии изготовления МИС:

1) технологии на основе арсенида галлия GaAs. К ним относятся технологии полевых гетероструктурных транзисторов с высокой подвижностью электронов (ТВПЭ), пТВПЭ и мТВПЭ, а также технологии гетеропереходного биполярного транзистора (ГБТ);

2) технологии полевых гетероструктурных транзисторов ТВПЭ на основе нитрида галлия GaN. МИС могут выполняться на подложках из сапфира (Al_2O_3), карбида кремния (SiC), кремния (Si) и алмаза;

3) технология полевых транзисторов комплементарной структуры металл-оксид-полупроводник (КМОП) на основе кремния, а также технология, объединяющая биполярные транзисторы и КМОП (БиКМОП) на основе соединения кремний–германий (SiGe).

Сравнительный анализ основных технологий изготовления СВЧ МИС на основе GaAs и GaN приведен в табл. 1.

Особенностью гетероструктурных ТВПЭ-технологий на подложках GaAs является использование тонких слоев полупроводниковых материалов Al-GaAs/InGaAs. Наличие гетероперехода, т.е. сочетание широкозонного и узкозонного полупроводников, приводит к увеличению подвижности электронов и, соответственно к улучшению частотных свойств транзисторов. В настоящее время на подложках GaAs чаще используются пТВПЭ- и мТВПЭ-технологии, в которых соответственно используется тонкий слой одного из материалов или буферный слой между широкозонным и узкозонным полупроводниками. GaAs МИС на основе пТВПЭ-технологии более дешевые, но обладают меньшими граничными частотами (f_T < 150 ГГц при длине затвора 150 нм) и большим коэффициентом шума (КШ). Причиной этого является возможность использования ограниченной концентрации In (не более 25%) в слое InGaAs. Технологии GaAs мТВПЭ имеют лучшие частотные свойства, но являются более дорогими.

Таблица 1

Характеристики основных технологий СВЧ МИС на основе GaAs и GaN

Технология	GaAs пТВПЭ	GaAs мТВПЭ	GaN ТВПЭ
Предельная частота fT, ГГц	150 (50 нм) 100 (150 нм)	450 (50 нм) 120 (150 нм)	150 (60 нм)
Минимальный КШ NFmin, дБ	0,4 (10 ГГц) 1,2 (40 ГГц)	0,4 (10 ГГц) 1,2 (40 ГГц)	1,1 (10 ГГц) 2,3 (20 ГГц)
Удельная выходная мощность Pout, Вт/мм	0,8–1,0 (10 ГГц)	0,8–1,0 (10 ГГц)	10 (10 ГГц)
Пробивное напряжение, В	10–12	10–12	40–1000 и более
Радиационная устойчивость к накопленной дозе, крад	До 10000	–	–
Радиационная устойчивость к единичным эффектам, МэВ	Не подвержены	Не подвержены	–
Топологическая норма в производстве, нм	90–500	150	–
Диаметр подложки, мм	150	150	50

Гетероструктурные GaAs ТВПЭ-технологии весьма радиационно стойки. Интегральные схемы на основе GaAs пТВПЭ-технологии сохраняют работоспособность при величине накопленной дозы до 10000 крад (гамма-излучение). Кроме того, они не подвержены одиночным эффектам от ТЗЧ (SEU, SEL).

Главным недостатком GaAs ТВПЭ-технологий является отсутствие комплементарных транзисторов (например, аналогично транзисторам *p*- и *n*-типа в КМОП-технологиях). Это сильно затрудняет создание даже простых логических ячеек и практически исключает создание логических схем средней сложности. В результате на основе таких технологий практически невыполним такой важный узел приемников ГНСС, как синтезатор частоты. К другим существенным недостаткам GaAs ТВПЭ-технологий относятся: малая степень интеграции, связанная, прежде всего, со значительными размерами транзисторов; малая максимально возможная площадь кристалла (до 0,4 мм^2); значительная потребляемая мощность; большая стоимость по сравнению с кремниевыми технологиями.

Технологии изготовления ГБТ на подложках GaAs во многом близки к ТВПЭ-технологиям и также базируются на использовании гетеропереходов. Но в отличие от ТВПЭ, обладающих горизонтальной структурой, ГБТ имеют вертикальную структуру. Основные характеристики ГБТ на GaAs (пробивные напряжения, граничная частота, КУ и КШ, выходная мощность), сопоставимы с характеристиками ТВПЭ на соответствующих материалах. Достоинством ГБТ-технологии является бóльшая пригодность для реализации простых логических схем, а также возможность интеграции с оптоэлектронными устройствами (фотодиодами и оптическими модуляторами). Недостатком технологии ГБТ является то, что она является более дорогой и менее распространенной [2].

Нитрид галлия относится к широкозонным полупроводниковым материалам. По сравнению с приборами на традиционных материалах (Si, GaAs) приборы на основе GaN обладают рядом преимуществ – более высокой областью рабочих температур, более высокими рабочими напряжениями, большей величиной тока насыщения. Это делает GaN одним из самых перспективных материалов полу-

проводниковой электроники, имеющим широкую сферу применения – от силовых приборов до малошумящих и мощных усилителей СВЧ-диапазона. Промышленное производство МИС на основе GaN-технологий освоено только недавно фирмами Triquint (США) и UMS (Германия).

СВЧ ТВПЭ на широкозонных гетеропереходных структурах AlGaN/GaN могут работать при напряжениях 30–50 В и при высокой температуре рабочей области транзистора [114]. Это позволяет увеличить выходную мощность ТВПЭ по сравнению с GaAs более чем на порядок и обеспечить работу в СВЧ-передатчике без сложных систем охлаждения. По КШ ТВПЭ-приборы на GaN несколько уступают приборам на GaAs, но сохраняют работоспособность при больших на два порядка входных мощностях (до 10 Вт непрерывной мощности). Поэтому можно отказаться от использования ограничителей сигнала на входе, что делает перспективными ТВПЭ на GaN и для построения СВЧ-малошумящего усилителя.

Радиационная устойчивость технологии на основе GaN исследована недостаточно (либо результаты закрыты). Некоторые эксперты отмечают, что несмотря на то, что соединение GaN является «экстремальным» материалом, определенные физические явления на его поверхности (эффекты «ловушек») могут приводить к снижению радиационной стойкости. С точки зрения применимости этой технологии для создания ИС ее недостатки аналогичны недостаткам GaAs ТВПЭ-технологии.

Основными технологиями изготовления СВЧ МИС на основе кремния и его соединений, которые запущены в промышленное производство, являются технология полевых транзисторов КМОП на основе кремния (Si) и технология БиКМОП на основе соединения кремний–германий (SiGe), объединяющая технологию биполярных транзисторов и КМОП-технологию.

Сравнительные характеристики существующих в настоящее время основных технологий изготовления на основе кремния и его соединений СВЧ МИС приведены в табл. 2.

Таблица 2

Характеристики технологий СВЧ МИС на основе кремния и его соединений

Технология	Si КМОП	SiGe БиКМОП
Предельная частота f_T, ГГц	170 (45 нм)	200 (250 нм) 300 (130 нм)
Минимальный КШ NF_{min}, дБ	0,7 (10 ГГц) 1,2 (25 ГГц)	0,6 (10 ГГц) 1,5 (25 ГГц)
Пробивное напряжение, В	3–4	3–4
Радиационная устойчивость к накопленной дозе, крад	100–300 и более	100–300 и более
Радиационная устойчивость к единичным эффектам, МэВ (стандартная ячейка/радиационностойкая)	4–6/60–90	4–6/60–90
Топологическая норма в производстве, нм	45–800	65–500
Диаметр подложки, мм	200	200

Характерной чертой кремниевой технологии полевых транзисторов КМОП является использование на кремниевой подложке комплементарных и симметричных пар МОП-транзисторов (англ. Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) *p*- и *n*-типа. В связи с непрерывным уменьшением топологической нормы (до 45 нм и менее) МОП-транзисторы в настоящее время имеют граничные частоты до 100–150 ГГц и, следовательно, могут использоваться в СВЧ-диапазоне.

При создании СВЧ МИС КМОП-технология имеет ряд достоинств по сравнению с ТВПЭ-технологиями: позволяет одновременно выполнить функции обработки аналоговых и цифровых сигналов в одном кристалле, т.е. реализовать концепцию СнК (англ. SOC – System On a Chip); имеет меньшие размеры компонентов, в связи с чем допускает более плотную упаковку элементов; разрешает увеличить площадь кристалла (до 4 $см^2$) и может содержать большее число транзисторов на кристалле; кремниевые подложки могут иметь диаметр свыше 150 мм; кремниевые МИС значительно дешевле МИС на основе GaAs и GaN.

Технология БиКМОП на основе материала SiGe предполагает изготовление на одной подложке ГБТ и МОП-транзисторов (по КМОП-технологии). Она также использует кремниевую подложку и разрешает одновременно реализовывать аналоговые и цифровые функции. При этом технология БиКМОП сочетает достоинства КМОП-технологии (малое потребление мощности, высокая степень интеграции) и биполярной технологии (малые фазовые шумы, низкий КШ). В технологии БиКМОП ГБТ на основе SiGe более высокочастотные, чем кремниевые МОП-транзисторы в КМОП-технологии, их граничная частота может достигать 200 ГГц (при базовом размере 100 нм). В связи с затратами при формировании ГБТ БиКМОП-технология дороже технологии КМОП.

В то же время технологии на основе материалов Si и SiGe по сравнению с ТВПЭ-технологиями имеют два существенных недостатка:

1) при одинаковой топологической норме КМОП- и БиКМОП-технологии уступают в значении предельной частоты ТВПЭ- и ГБТ-технологиям на базе соединения GaAs (рабочие частоты СВЧ МИС не превышают 40–60 ГГц);

2) в связи с меньшими значениями пробивных напряжений уровень сигнала СВЧ МИС на базе Si и SiGe значительно ниже, поэтому эти технологии не могут применяться для создания усилителей с высокой выходной мощностью.

Еще одной проблемой при изготовлении СВЧ МИС на кремниевых подложках является значительно меньшее сопротивление Si по сравнению с GaAs, это приводит к уменьшению добротности и увеличению потерь в пассивных элементах МИС (катушках индуктивности, конденсаторах, линиях передачи). Одним из выходов является использование на кремниевой подложке дополнительного изолирующего слоя SiO_2 (технология КНИ), однако это усложняет и удорожает изготовление МИС.

Таким образом, проводя анализ можно сказать, что в настоящее время GaAs МИС занимают лидирующее положение в радиоэлектронных системах космического назначения за счет своих преимуществ по сравнению с Si:

1. Электронные свойства GaAs превосходят свойства Si. Арсенид галлия обладает более высокой подвижностью электронов, которая позволяет приборам работать на частотах до 300 ГГц.

2. Полупроводниковые приборы на основе GaAs генерируют меньше шума, чем кремниевые приборы на той же частоте.

3. Из-за более высокой напряженности электрического поля пробоя в GaAs по сравнению с Si приборы из арсенида галлия могут работать при большей мощности.

4. Приборы на основе GaAs имеют боле высокую радиационную стойкость, чем кремниевые.

5. Традиционные кремниевые полупроводниковые технологии очень критичны к высоким рабочим температурам. При повышении температуры в КМОП-структурах возникают три существенные проблемы:

– рост тока утечки КМОП-структуры за счёт наличия в ней биполярных транзисторов;

– возникновение утечки через оксидную изоляцию затвора с возможностью её разрушения;

– возникновение диффузии металлов из мест распайки выводов кристалла и металлизированных участков поверхности в полупроводник.

Заключение

1. Проведен аналитический обзор существующих технологий, позволяющих создавать МИС для использования в составе бортовой аппаратуры КА.
2. GaAs МИС занимают лидирующее положение в радиоэлектронных системах военного и космического назначения за счет таких преимуществ, как надежность, высокие рабочие частоты и температурная стабильность, а также обладает более высокой подвижностью электронов, которая позволяет устройствам работать на частотах до 250 ГГц.
3. Приборы на основе GaAs генерируют меньше шума, имеют более высокую радиационную стойкость.
4. Кремниевые полупроводниковые технологии очень критичны к высоким рабочим температурам. При повышении температуры в КМОП-структурах возникают существенные проблемы: рост тока утечки за счёт наличия биполярных транзисторов; возникновение утечки через оксидную изоляцию затвора с возможностью её разрушения; возникновение диффузии металлов из мест распайки выводов кристалла и металлизированных участков поверхности в полупроводник.

Работа выполнена в рамках проекта ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», Соглашение № 14.574.21.0101 (уникальный идентификатор RFMEFI57414X0101).

Литература

1. Рязанов А.В. Современные технологии изготовления СВЧ-компоненов // Современные проблемы науки и образования. 2009. № 3. С. 78–79.
2. Сальников А.С. Автоматизация измерений, построение моделей и библиотек элементов СВЧ-монолитных интегральных схем на базе отечественных GaAs и GaN технологий: дис. … канд. тех. наук / Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Томск, 2014. 154 с.

УДК 621.382.232

КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ УВЕЛИЧЕНИЯ ПРОБИВНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДИОДОВ

И.В. Пилипец

Проведен анализ влияния диффузионных охранных колец и полевых обкладок на значение пробивного напряжения диода. Рассчитаны распределения напряженности электрического поля в структурах для различных конструктивных вариантов диода.

Ключевые слова: напряжение пробоя, диффузионное кольцо, полевая обкладка.

Основным электрическим параметром, характеризующим мощный полупроводниковый диод, является пробивное напряжение. На пробивное напряжение

полупроводниковых приборов существенное влияние оказывают конструкция и технология изготовления прибора.

Пробой – это явление резкого возрастания обратного тока через *p–n*-переход при подаче на него обратного напряжения. Как известно [1], существует три основных механизма пробоя: туннельный, лавинный и тепловой. Лавинный механизм является определяющим величину пробивного напряжения диодной структуры. При лавинном пробое неосновные носители разгоняются под действием электрического поля в ОПЗ и набирают энергию, достаточную для разрыва связи атомов кристаллической решетки. Происходит ударная ионизация атомов решетки с рождением новых носителей заряда, которые также разгоняются и ионизируют атомы кристаллической решетки. Величина разгоняющего электрического поля зависит от ширины ОПЗ *p–n*-перехода в обратном смещении.

Пробивное напряжение реального диффузионного *p–n*-перехода определяется не только концентрацией примеси в подложке, но и радиусом кривизны диффузионной области. Поскольку концентрация примеси задается исходя из требуемых параметров диода, то увеличить напряжение пробоя возможно за счет изменения геометрии *p–n*-перехода и применения специальных полевых обкладок для уменьшения напряженности электрического поля в объеме.

Целью данной работы являются расчет и анализ влияния полевой обкладки и диффузионного охранного кольца на значение пробивного напряжения диода.

Постановка задачи. Применение полевых обкладок является одним из наиболее распространенных методов увеличения напряжения лавинного пробоя. Обкладка представляет собой слой металла, нанесенный поверх p^+–*n*-перехода (рис. 1).

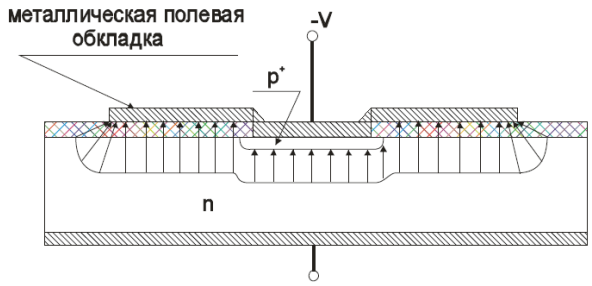


Рис. 1. Диодная структура с полевой обкладкой [2]

Если к переходу приложить обратное напряжение («–» к p^+-области), то обкладка приобретает отрицательный потенциал по отношению к *n*-слою и поверхность *n* кремния обедняется электронами. Для предотвращения инверсии поверхности *n* кремния под обкладкой,используется достаточно толстый слой оксида порядка 1 мкм.

Планарный *p–n*-переход, полученный диффузией примеси на небольшую глубину, имеет низкое напряжение пробоя из-за малой глубины перехода x_{p-n}. Во многих случаях можно планарный переход окружить по периметру диффузионным охранным кольцом (рис. 2) того же типа проводимости, но значительно большей глубины, а значит, и большего радиуса кривизны. Глубокая диффузия приводит к уменьшению градиента примеси, а значит, улучшает условия пробоя.

Применение таких технологических решений, как использование полевой обкладки или диффузионного охранного кольца, связано с вполне определенными трудностями. Для этого необходимо спроектировать сам технологический

процесс и для него провести подбор технологических режимов для получения структур с заданными свойствами. Подбор технологических параметров можно провести двумя способами. Первый способ – провести эксперименты с различными технологическими режимами и выявить необходимые параметры. Второй способ – использовать САПР конструкторско-технологического моделирования. Проведение экспериментов связано с большими временными и финансовыми затратами. Поэтому перед непосредственным экспериментом необходимо произвести расчет структур с помощью системы технологического моделирования TCAD [3].

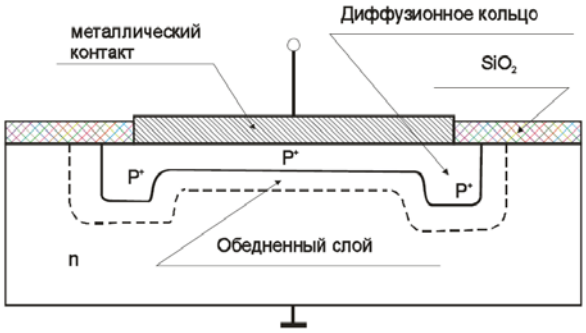


Рис. 2. Диодная структура с диффузионным охранным кольцом [2]

Практическая часть. Исследования проводились в системе TCAD Synopsys на модели диода, изготавливаемого на подложке n-типа с концентрацией примеси $N = 3 \cdot 10^{15}$ см$^{-3}$. На рис. 3 представлена структура в планарном исполнении без применения дополнительных технологических решений, направленных на увеличение напряжения пробоя. Рассчитано значение напряжения пробоя в структуре при концентрации примеси в базе $N = 3 \cdot 10^{15}$ см$^{-3}$.

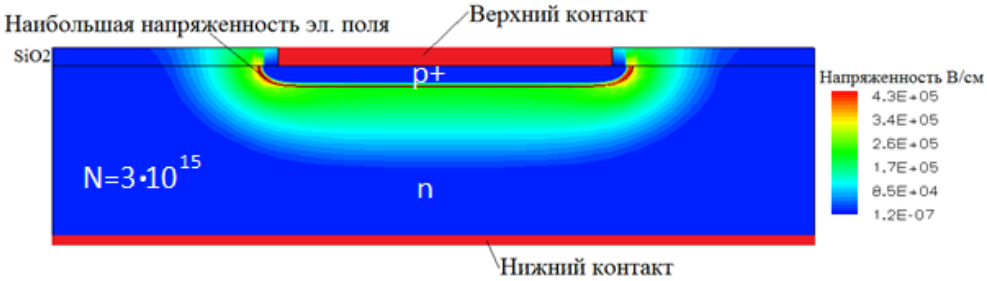


Рис. 3. Распределение напряженности электрического поля в структуре при напряжении 57 В

В данной структуре пробой происходит по краю диффузионной области, где напряженность электрического поля намного выше, чем в плоскости, и составляет $E = 4{,}3 \cdot 10^5$ В/см, что отображено на рис. 3. В то же время материал с концентрацией примеси $N = 3 \cdot 10^{15}$ см$^{-3}$ позволяет получить в плоскости максимальное напряжение пробоя 152 В. Для уменьшения напряженности электрического поля на краю диффузионной области возможно применение полевой обкладки, такая структура представлена на рис. 4.

В данной структуре пробой также происходит по краю диффузионной области, но благодаря распределению электрического поля под обкладкой напряженность его уменьшается до значения $E = 2{,}9 \cdot 10^5$ В/см, и пробой происходит уже при более высоком напряжении. Для сравнения распределения напряженно-

сти поля в обеих структурах расчет проводился при напряжении 57 В. В то же время значительно увеличивается напряженность электрического поля под краем полевой обкладки в слое окисла, поэтому для предотвращения пробоя диэлектрика необходимо увеличить толщину этого оксидного слоя. Также была рассчитана структура с диффузионным охранным кольцом (рис. 5).

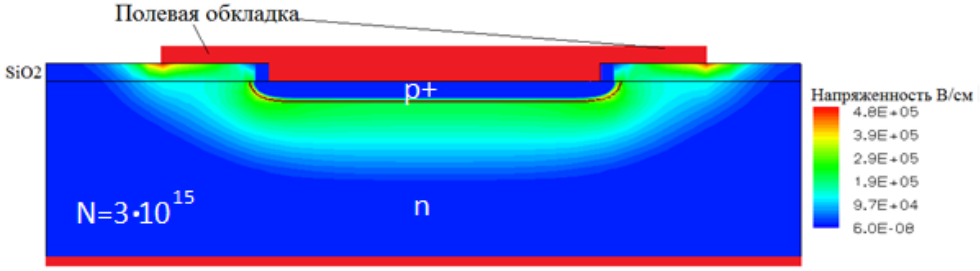


Рис. 4. Распределение напряженности электрического поля в структуре с полевой обкладкой при напряжении 57 В

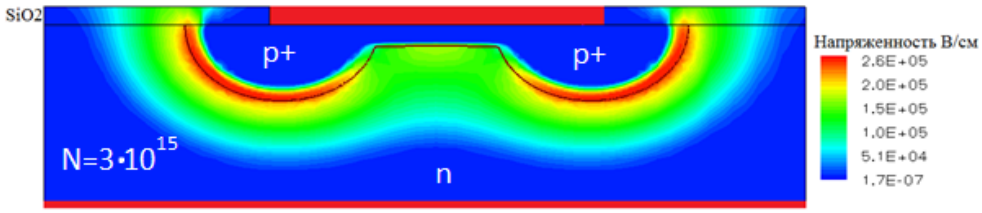


Рис. 5. Распределение напряженности электрического поля в структуре с диффузионным кольцом при напряжении 57 В

В данной структуре напряженность электрического поля уменьшается благодаря увеличению радиуса кривизны диффузионной области и составляет $E = 2{,}6 \cdot 10^5$ В/см, что ведет к увеличению напряжения пробоя структуры.

Выводы. В данной работе был проведен анализ влияния некоторых технологических решений на значение пробивного напряжения диода. Построены распределения напряженности электрического поля в диодных структурах в различных конструктивных вариантах.

Полученные результаты показывают, что использование полевой обкладки или диффузионного охранного кольца увеличивает напряжение пробоя планарного диода. Результаты расчета могут служить основой для внесения изменений в технологический процесс изготовления диода и подбора технологических режимов.

Литература

1. Исмаилов Т.А. Транзисторные структуры силовой электроники / Т.А. Исмаилов, А.Р. Шахмаева. СПб.: Политехника, 2011. 126 с.

2. Блихер А. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов / пер. с англ. В.М. Волле и Л.С. Костиной; под ред. И.В. Грехова. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 248 с.

3. Макарчук В.В. Особенности применения системы технологического моделирования TCAD / В.В. Макарчук, В.М. Курейчик, С.К. Зотов // Инженерный вестник. 2012. № 9 (9). С. 1–7.

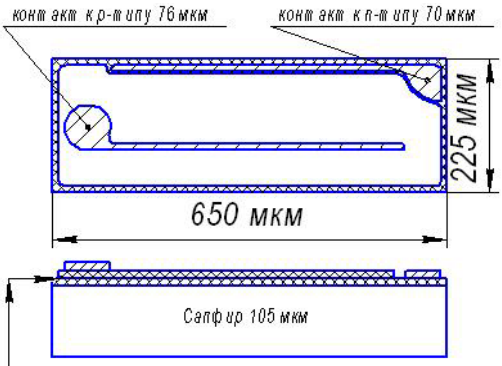
УДК 621.32:621.314.692

ВЛИЯНИЕ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ МИКРОСВАРКИ НА ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НИТРИДНОГО КРИСТАЛЛА

Ю.В. Ряполова, К.Н. Афонин, В.С. Солдаткин, В.И. Туев

Изложены результаты исследования влияния режимов ультразвуковой микросварки на вольт-амперную характеристику нитридных кристаллов, полученные с применением ортогонального метода планирования эксперимента.
Ключевые слова: нитридный кристалл, вольт-амперная характеристика светодиода, ультразвуковая микросварка, планирование эксперимента.

По мере повышения энергетической эффективности светодиодов растет число их возможных применений. Перспективным направлением, имеющим большое экономическое значение, является разработка технологии изготовления нитевидных светодиодных излучателей, на основе которых изготавливаются светодиодные лампы для домашнего и промышленного применения [1]. По сравнению с лампами накаливания и люминесцентными лампами они обладают такими преимуществами, как более высокая световая отдача, большая длительность эксплуатации [2]. Срок службы современных светодиодов на основе нитридных кристаллов синего цвета с люминофором может достигать 60000 ч [3]. Технология создания электрических соединений выводов кристалла с элементами корпуса при изготовлении светодиодов достаточно хорошо проработана [4]. Вопросы же микросварки выводов соседних кристаллов нитевидных светодиодных излучателей решены неокончательно. Из рис. 1 видно, что размеры кристалла составляют 650×225×110 мкм^3, при этом диаметр контактной площадки к *p*-типу полупроводника 76 мкм, к *n*-типу – 70 мкм. Слои полупроводника имеют нанометровые значения по толщине. Исходя из приведённых данных, крайне важно обеспечить режимы сварки проволокой, которые не приведут к повреждению слоёв полупроводника.



Наименование слоя	Толщина слоя
p - тип GaN	0,2 мкм
p - тип AlGaN	0,03 мкм
Активная область InGaN/GaN	0,2 мкм
n - тип GaN	2,5 мкм
n - тип GaN	2 мкм

Рис. 1. Конструкция светодиодного кристалла на основе соединений нитрида галлия с индием и алюминием

Влияние режимов сварки на деградацию кристаллов при их дальнейшей эксплуатации оценивается по изменению наклона ВАХ. В статье [5] показано, что при сильном воздействии ультразвука выявляется увеличение крутизны ВАХ. Авторы статьи приходят к выводу, что такое изменение характеристики можно объяснить возникновением в полупроводнике включений с каналами пробоя. Такие локальные участки обладают проводимостью существенно большей, чем у участков барьерной структуры активной области.

Целью данной работы является определение режимов разварки нитридных кристаллов нитевидных светодиодных излучателей, минимально влияющих на вольт-амперные характеристики. Из цели вытекают следующие задачи:

а) исследование метода выполнения микросварного соединения;

б) выполнение соединений электрических контактов нитридных кристаллов с контактами основания при разных режимах сварки;

в) оценка влияния выбранных режимов сварки на ВАХ нитридных кристаллов.

В работе рассмотрены три основных метода микросварки: термокомпрессионная (ТКС), термозвуковая (ТЗС), ультразвуковая (УЗС), а также 2 способа соединения – «шарик-клин» и «клин-клин».

При использовании ТКС происходит одновременное воздействие температуры и давления. Контактная площадка нагревается приблизительно до 300 °С, тем самым увеличивая пластичность металла при соприкосновении электрода с площадкой. УЗС происходит без дополнительного нагрева. При помощи ультразвуковой энергии, которая нарушает кристаллическую структуру металла, вследствие чего, он деформируется при низком усилии прижима, временно становится мягким и пластичным, обеспечивая соединение. Процесс ТЗС проходит при совместном действии температуры, давления и ультразвуковых колебаний. Рабочая область нагревается в среднем от 100 до 150 °С, время образования сварного соединения лежит в пределах 20–200 мс. Особенно эффективно применение ТЗС для приварки проволоки к контактным площадкам разного металла [4].

Наибольшее распространение среди методов соединения микропроводников получили ТЗС и УЗС проволокой диаметром 20–75 мкм [4]. Это связано с большей производительностью этих методов и, в сравнении с ТКС, использованием более низких температур нагрева рабочей области. На данном этапе было принято решение использовать ТЗС с образованием шарика. Получающиеся контакты пластичны, обладают хорошей тепло- и электропроводностью и низким омическим сопротивлением при контакте с металлическими пленками. Диаметр проволоки составляет 30 мкм. Такой размер был выбран исходя из того, что размер соединения не должен превышать 3/4 площади контактной площадки кристалла (100 мкм). При этом размер образующегося шарика приблизительно равен 2–3 диаметрам проволоки.

Выполнение исследований производилось на установке iBond5000 Dual фирмы Kulicke&Soffa. Такая установка позволяет выполнять соединения проволочных выводов типа «шарик-клин» и «клин-клин». Нами была выполнена разварка «шарик-клин» на нитридных кристаллах синего цвета свечения. Качественная проверка сварных соединений осуществлялась визуально. Соединения проверялись на отсутствие трещин и отслоений.

Для нитридных кристаллов важно подобрать оптимальный режим сварки, так как УЗ ускоряет процесс появления безызлучательной рекомбинации, что приводит к потере до 50% светового потока после 10–15 тыс. часов наработки [6]. Поэтому правильно выбранный режим сдвигает процессы рекомбинации к 25–30 тыс. часов наработки и характеристики кристаллов будут соответствовать заявленным.

Эксперимент проводился по ортогональному центральному композиционному плану (ОЦКП). В соответствии с выбранным методом проведения эксперимента составлена матрица планирования, содержащая двадцать пять опытов. Каждая строка матрицы представляет собой комбинацию значений варьируемых факторов: мощность ультразвуковых колебаний $P_{уз}$, давление инструмента (ка-

пилляра) F, время сварки t и температура t. На основании рекомендаций, приведенных в инструкции по эксплуатации установки iBond5000, известных данных по микросварке и результатов предварительных опытов определены интервалы варьирования и рассчитаны основной, верхний и нижний уровни (таблица). Для всех режимов разварки было выполнено по три соединения, а значит, снималось три функции отклика. За функцию отклика Y взята электрическая мощность, выделяемая на светодиоде, так как по ее среднему значению в заданном диапазоне изменения прямого тока можно судить о наклоне ВАХ. После получения данных была проведена их статистическая обработка. В итоге обработки мы получили математическую модель исследуемого процесса. Окончательный вид модели записан следующей формулой:

$$Y = 139{,}7657 + 18{,}9143 \cdot P + 0{,}0155 \cdot t - 0{,}0499 \cdot P \cdot t. \quad (1)$$

Из полученного уравнения видно, что наибольшее влияние на функцию отклика оказывает мощность ультразвуковых колебаний. При одинаковом значении тока для разных режимов разварки с увеличением мощности ультразвуковых колебаний увеличивается значение напряжения, подаваемого на кристалл, и, соответственно, электрической мощности.

Интервалы и уровни варьирования

Обозначение фактора	$P_{уз}(X_1)$, Вт	$F(X_2)$, г	$t(X_3)$, мс	$T(X_4)$, °С
Основной уровень варьирования	0,31	46	300	100
Интервал варьирования	0,15	14	100	15
Верхний уровень (+1)	0,46	60	400	115
Нижний уровень (–1)	0,16	32	200	85

Проведенный нами эксперимент подтвердил результаты, приведенные в работе [5]. На рис. 2 представлены экспериментально измеренные ВАХ кристалла до разварки и после разварки тремя группами режимов. После оценки влияния УЗ на ВАХ были определены режимы, наименьшим образом изменяющие ВАХ, но достаточные для образования сварного соединения.

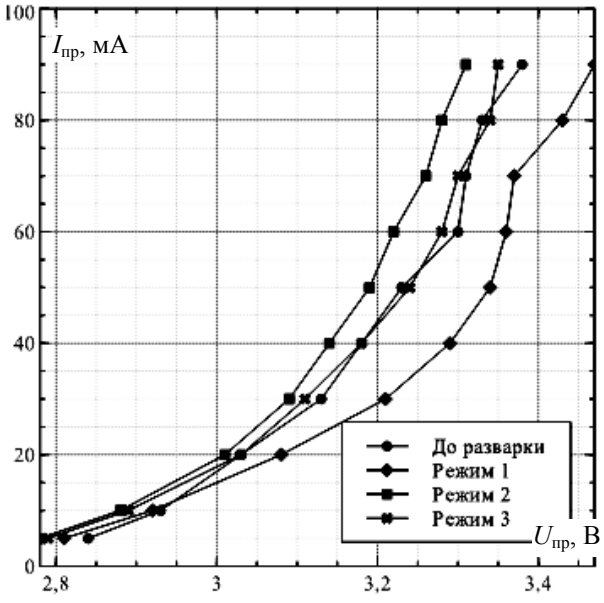


Рис. 2. ВАХ нитридного кристалла при разных режимах разварки: режим *1* – мощность УЗ 0,156 Вт, время 400 мс, усилие прижима 32 г; режим *2* – мощность УЗ 0,455 Вт, время 400 мс, усилие прижима 32 г; режим *3* – мощность УЗ 0,455 Вт, время 400 мс, усилие прижима 60 г

В результате проделанной работы все поставленные ранее задачи были полностью решены. Исследование влияния режимов разварки на электрическую мощность, выделяемую на светодиоде, было выполнено с помощью ортогонального планирования. Результат эксперимента показал, что выбранные режимы действительно влияют на электрическую мощность. Изменение значения этой мощности в конечном итоге приводит к изменению наклона вольт-амперной характеристики светодиода. Учитывая все эти условия, были подобраны значения режима разварки, которые оказывают наименьшее влияние на изменение наклона ВАХ: мощность УЗ 0,455 Вт, время 400 мс, усилие прижима 60 г.

Работа поддержана Минобрнауки России в рамках проекта RFMEFI57714X0061.

Литература

1. Шуберт Ф. Светодиоды / пер. с англ. А.Э. Юновича. 2-е изд. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с.

2. Chaves J. Munoz F., Minano J.C. et al. Virtual filaments that mimic conventional light bulb filamentsProc. SPIE 5529, Nonimaging Optics and Efficient Illumination Systems, 120 (September 29, 2004).

3. Гончарова Ю.С. Ускоренные испытания полупроводниковых источников света на долговечность / Ю.С. Гончарова, И.Ф. Гарипов, В.С. Солдаткин // Доклады ТУСУРа. 2013. № 2 (28). С. 51–53.

4. Кудряшов И. Технология микросварки проволочных выводов // Производство электроники: технологии, оборудование, материалы, 2007. № 5. С. 1–6.

5. Наими Е.К. Влияние ультразвуковой вибрации на деградацию светоизлучающих диодов на основе InGaN / Е.К. Наими, С.Г. Никифоров, О.И. Рабинович, В.П. Сушков // Материалы электронной техники. 2009. № 1. С. 86–92.

6. Никифоров С.Г. Метод исследования деградации излучающих свойств материалов на основе InGaN с помощью прецизионных измерений светового потока / С.Г. Никифоров, А.Л. Архипов // Нитриды галлия, индия и алюминия – структуры и приборы. СПб., 2008. 104 с.

УДК 621.382

РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА И ИЗГОТОВЛЕНИЕ МЕХАНИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ МЭМС-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ

Т.В. Сигута, И.В. Кулинич

Изложено описание основных операций технологического процесса изготовления подвижной части МЭМС-переключателя. По разработанному технологическому маршруту был изготовлен ряд тестовых переключателей и измерены характеристики МЭМС-переключателя на постоянном токе.

Ключевые слова: МЭМС-переключатель, технологический процесс.

Актуальность. Рынок высокочастотных ключей, использующихся в современных беспроводных устройствах, представляет две основные категории: электромеханические (МЭМС-ключи) и твердотельные (полевые транзисторные ключи и pin-диоды). Преимущество микромеханического ключа состоит в том, что в выключенном состоянии ключ физически изолирован, имеется малая утечка. MEMS предлагают лучшую емкость в выключенном состоянии и лучшую вы-

сокочастотную изоляцию в выключенном состоянии, чем полевые транзисторные ключи или pin-диоды.

Использование MEMS-технологии в комплексе со стандартной полупроводниковой технологией ИС позволит в дальнейшем повысить уровень интеграции, значительно уменьшить габариты устройств, улучшить их характеристики [1].

Целью работы являлось разработать технологический процесс изготовления механической части МЭМС СВЧ-переключателя, позволяющие использовать разрабатываемый переключатель в МИС с источником питания до 20 В.

Для определения максимальной и минимальной толщины частей переключателя (подвижная балка, управляющий электрод, сигнальная линия), а также для выбора материала было проведено технологическое моделирование. Результаты моделирования представлены в работе [2].

Технологический маршрут изготовления МЭМС СВЧ-переключателя. Эксперименты проводились на полупроводниковой пластине GaAs диаметром 100 мм. Маршрут изготовления СВЧ МЭМС-переключателя включает следующие операции:

1) формирование первого уровня металлизации;
2) формирование управляющего электрода;
3) формирование сигнальной линии;
4) формирование балки методом электрохимического осаждения меди.

На рис. 1 представлена разработанная топология, используемая для формирования МЭМС СВЧ-переключателя.

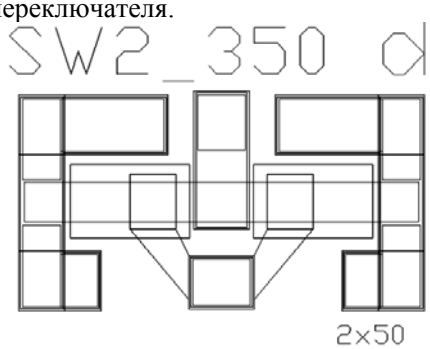


Рис. 1. Топологии МЭМС СВЧ-переключателя

Для формирования первого уровня металлизации на полупроводниковой подложке формируется двухслойная фоторезистивная маска LOR5B/AZ1505 методом центрифугирования, с режимами нанесения: V = 1700 об/с; a = 800; V = 4000 об/с, a = 400. После чего через маску осуществляется электронно-лучевое напыление меди в вакууме толщиной до 500 нм. Топология первого уровня металлизации включает подслой для сигнального электрода, металлизацию управляющего электрода и металлизациюопоры балки (рис. 2).

Формирование управляющего электрода заключается в создании защитной фоторезистивной маски и пассивации управляющего электрода. В качестве пассивирующего покрытия использовался диэлектрик Al_2O_3, получаемый электронно-лучевым напылением в вакууме толщиной до 200 нм. На рис. 2 представлена фотография топологии, формирующей первый уровень металлизации и управляющий электрод.

По топологии, изображенной на рис. 3, формируется второй уровень металлизации.

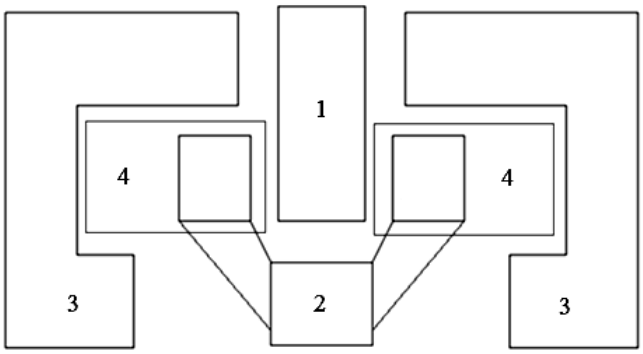


Рис. 2. Фотография топологии формирующая первый уровень металлизации и управляющий электрод: *1* – металлизация сигнального электрода; *2* – металлизация управляющего электрода; *3* – металлизация опоры балки; *4* – пассивации управляющего электрода Al_2O_3

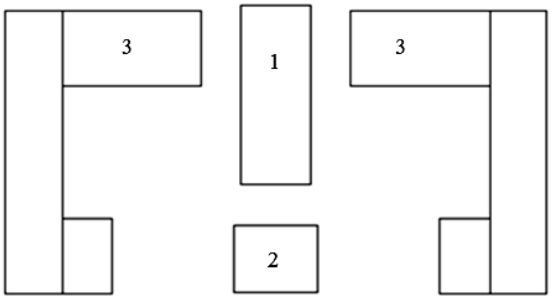


Рис. 3. Фотография топологии металлизации управляющего электрода: *1* – металлизация сигнального электрода; *2* – металлизация управляющего электрода; *3* – металлизация опоры балки

Для формирования сигнальной линии, на полупроводниковой подложке формируется двухслойная фоторезистивная маска LOR5B/AZ1505 методом центрифугирования с режимами нанесения: V = 1700 об/с; a = 800; V = 4000 об/с, a = 400, и с помощью электронно-лучевого напыления в вакууме осаждается медь (второй уровень металлизации) толщиной до 500 нм.

Формирование балки переключателя является наиболее критичным этапом изготовления МЭМС СВЧ-переключателя. В связи с чем был разработан оптимальный технологический маршрут изготовления балки.

Для формирования балки на первом этапе на полупроводниковой подложке формируется однослойная фоторезистивная маска MAP1205 с режимами нанесения V = 3000 об/с, a = 1000. Так как на поверхности фоторезистивной маски будет лежать затравочный слой балки, то толщина маски резиста должна планаризировать поверхность таким образом, чтобы балка имела минимальный прогиб в области управляющего электрода и над поверхностью сигнальной линии.

Для сглаживания края окна резист подвергается процессу термической обработки (задубливание) при 125 °С в печи в течение 5 мин.

На сформированную маску методом электронно-лучевого напыления в вакууме наносится затравочный слой Ti/Cu толщиной до 100 нм (рис. 4).

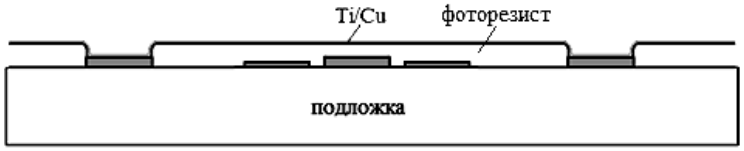


Рис. 4. Формирование затравочного слоя

После этого формируется однослойная фоторезистивная маска AZ1505 методом центрифугирования с режимом нанесения: V = 1000 об/с, a = 800.

Рис. 5. Формирование маски для балки

По сформированной маске с помощью электрохимического осаждения меди, формируется балка МЭМС СВЧ-переключателя.

Для электролита состава 100 л медного купороса, 70 л серной кислоты, был подобран оптимальный режим осаждения меди: плотность тока 0,1–0,15 А/м^2, время 2–5 мин при T = 21 °С.

Заключительной операцией формирования балки является стравливание затравочного слоя и удаление фоторезистивной маски (рис. 6).

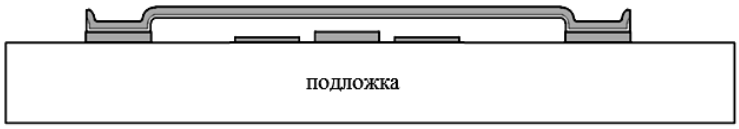


Рис. 6. Гравировка и удаление резиста

При неоптимальном времени травления происходит стравливание балки переключателя и её заваливание (рис. 7).

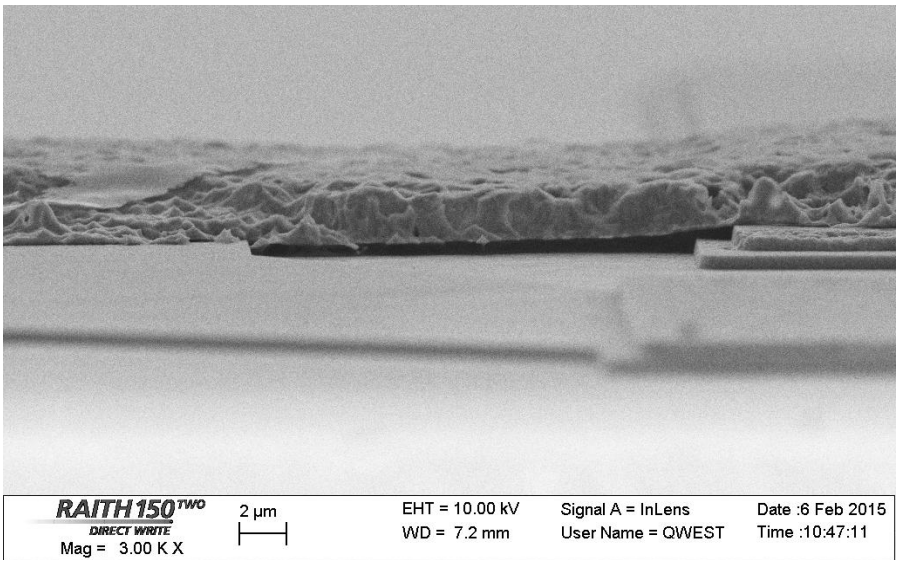


Рис. 7. Микрофотография балки МЭМС СВЧ-переключателя при неоптимальном режиме травления затравочного слоя

При удалении фоторезистивной маски по стандартной технологии происходит сушка пластины в потоке азота. Так как балка переключателя является подвижным элементом, то при сушке в потоке азота существует вероятность отрыва балки переключателя.

Для процесса удаления фоторезистивной маски при формировании МЭМС СВЧ-переключателя был применен метод сушки пластины в парах спирта, что исключает вероятность отрыва подвижного элемента.

На рис. 8 представлена микрофотография сформированной балки МЭМС СВЧ-переключателя при оптимальном режиме травления и удаления фоторезистивной маски.

По визуальному осмотру балки полученных переключателей не имеют завалов.

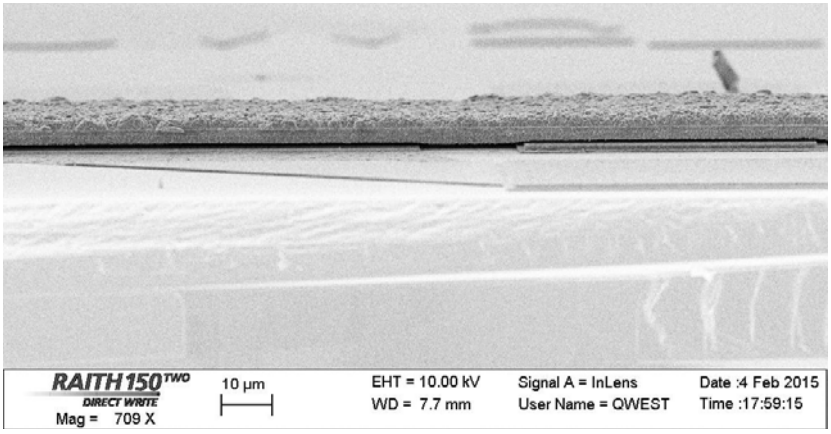


Рис. 8. Микрофотография сформированной балки МЭМС СВЧ переключателя

Измерение электрических характеристик по постоянному току. На изготовленных МЭМС СВЧ-переключателях были измерены электрические характеристики на постоянном токе. На рис. 9 представлена схема включения МЭМС СВЧ-переключателя для проведения измерений по постоянному току.

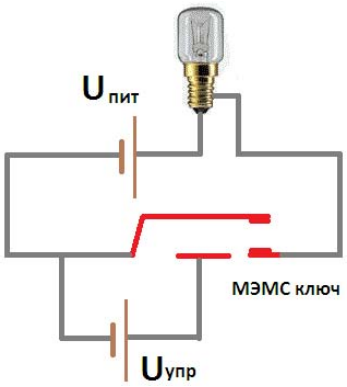


Рис. 9. Схема включения МЭМС СВЧ-переключателя

По результатам измерений напряжение переключения составило 22 В, что согласуется с результатами проведенного технологического моделирования.

Заключение. Получена модель МЭМС СВЧ-переключателя:

1) разработан технологический маршрут изготовления МЭМС СВЧ-пере-ключателя по технологии изготовления монолитных интегральных схем СВЧ-диапазона;

2) по разработанному маршруту был сформирован ряд тестовых переключателей.

По результатам проведенных измерений напряжение переключения на управляющем электроде составило 22 В (для балки длиной 350 нм и толщиной 2,1 мкм), т.е. полученные МЭМС СВЧ-переключатели имеют электрические характеристики, в полной мере согласующиеся с результатами моделирования и изначально заложенных требований.

Литература

1. Белов Л. МЭМС-компоненты и узлы радиочастотной аппаратуры // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2008. № 2 (8). С. 20–29.

2. Сигута Т.В. Моделирование активного элемента микроэлектромеханического СВЧ-переключателя / Т.В. Сигута, И.В. Кулинич // Междунар. науч.-практ. конф. «Глобализация науки: проблемы и перспективы»: Технические науки. Уфа: РИО МЦИИ «Омега Сайнс», 2015. С. 26–29.

УДК 621.382

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОНКИХ ПЛЕНОК Ta_2O_5 МЕТОДОМ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭЛЛИПСОМЕТРИИ

Е.И. Зайцева, Е.О. Ипатова

Приводятся результаты исследования эллипометрических параметров тонких наноразмерных пленок Ta_2O_5, установлена связь этих параметров с углом падения луча и шероховатостью поверхности.

Ключевые слова: эллипсометрия, оптические параметры, шероховатость.

В последнее время наноразмерные пленки Ta_2O_5 широко используются в микро- и наноэлектронике благодаря своим электрофизическим свойствам.

В работе был исследованы пленки Ta_2O_5 толщиной 100–200 нм на подложке монокристаллического кремния, полученные ВЧ-магнетронным распылением мишени металлического тантала в атмосфере кислорода [4].

В работе проводились измерения пленок методом спектральной эллипсометрии.

Параметры ψ и Δ являются основными оптическими параметрами в эллипсометрии. Они являются чувствительными к оптическим свойствам пленки, что позволяет определить ее структуру, состав и качество [2].

Для исследования использовался спектральный эллипсометрический комплекс «Эллипс 1891 САГ», работающий в диапазоне длин волн 350–1000 нм и предназначенный для проведения прецизионных измерений толщины однослойных и многослойных тонкопленочных структур, а также исследования спектральных оптических постоянных (показателя преломления и коэффициента поглощения), структурных свойств материалов (пористость; наличие, концентрация и распределение примесей в пленке) [3].

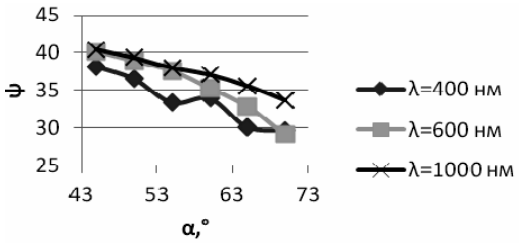


Рис. 1. Зависимость ψ от угла падения α

Измерения ψ и Δ проводились на разных длинах волн: 400, 600 и 1000 нм и при углах падения луча от 45 до 70 град.

На рис. 1. представлена зависимость параметра ψ от угла падения луча α.

Как видно из рис. 1, при увеличении угла падения луча параметр ψ убывает и стремится к минимальному значению.

На рис. 2 представлена зависимость параметра Δ от угла падения α.

Из рис. 2 видно, что при увеличении угла падения параметр Δ уменьшается. Вероятнее всего, причиной данного явления является шероховатость поверхности пленки. Фотографии профиля поверхности с высоким разрешением показали наличие неровностей на поверхности пленки высотой 10–15 нм [1].

На рис. 3 представлена морфология пленки Ta_2O_5.

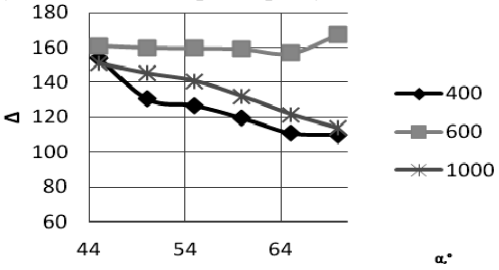


Рис. 2. Зависимость Δ от угла падения α

В результате данной работы установлено, что измеряемые эллипсометрические параметры, а следовательно, и вычисляемые с помощью них показатель преломления и толщина пленки, являются функциями угла падения света. Проводя угловые измерения, можно получить информацию о шероховатости пленки, на основании чего можно сделать вывод о состоянии поверхности пленки.

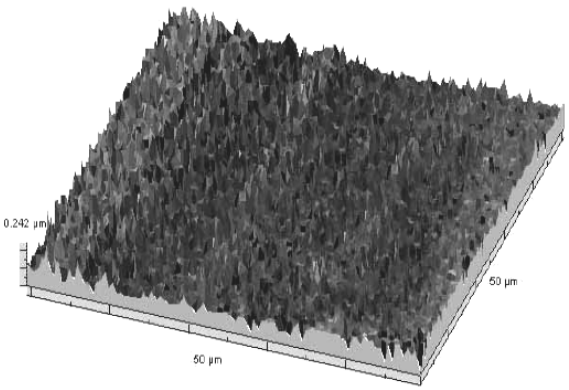


Рис. 3. Морфология пленки Ta_2O_5

Литература

1. Громов В.К. Введение в эллипсометрию. Л., 1986. 190 с.
2. Швец В.А. Эллипсометрия / Е.В. Спесивцев, В.А. Швец. Новосибирск, 2013. 87 с.
3. Резвый Р.Р. Эллипсометрия в микроэлектронике. М.: Радио и связь, 1983. 120 с.
4. Смирнов С.В., Чистоедова И.А., Литвинова В.А. Структуры и свойства тонких пленок тантала, полученных магнетронным распылением // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2005. № 4. С. 80–83.

УДК 537.312.8

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СВОЙСТВ МАГНИТНЫХ ЖИДКОСТЕЙ

А.А. Павлова, В.С. Доценко

Приведены результаты исследования электромагнитных характеристик экспериментальных образцов на основе ферримагнетиков, исследовано влияние внешнего магнитного поля на электромагнитные характеристики экспериментальных образцов. Показано, что при наложении магнитного поля параллельно и перпендикулярно пластинам измерительной ячейки наблюдается рост диэлектрической проницаемости (ДП) магнитной жидкости. Показано, что введение в состав магнитной жидкости углеродных нанотрубок от 0,5 до 2% привело к росту диэлектрической проницаемости практически по линейному закону.

Ключевые слова: магнитные жидкости, диэлектрическая проницаемость, ферромагнетики, нанотрубки.

Основные свойства магнитных жидкостей. Магнитные жидкости (МЖ) представляют собой устойчивые коллоидные системы стабилизированных высокодисперсных частиц магнитного материала в жидкой среде [1–2]. Свойства МЖ определяются совокупностью характеристик входящих в нее компонентов (твердой фазы, жидкости-носителя и стабилизатора), варьируя которыми, можно в довольно широких пределах изменять физико-химические параметры МЖ в зависимости от конкретных условий их применения. На самом деле ферромагнит-

ные жидкости являются парамагнетиками, и их часто называют «суперпарамагнетиками» из-за высокой магнитной восприимчивости.

Внешнее магнитное поле ориентирует магнитные моменты частиц, что приводит к изменению магнитных, оптических и реологических свойств раствора [3]. На основе МЖ можно изготовить композиционную среду, электрическими свойствами которой можно будет управлять. В работе [4] рассматривается влияние внешнего магнитного поля на МЖ с графитовым наполнителем. Показано, что при воздействии внешнего магнитного поля происходит изменение емкости и проводимости измерительной ячейки.

Постановка задачи. Нами была поставлена цель получить МЖ с использованием минимума технологических установок. Причем содержание магнитной фазы в жидкости не должно превышать 50% (масс.), чтобы магнитная жидкость обладала текучестью. Главным требованием было получение устойчивого образца магнитной жидкости, так как взаимодействие между магнитными частицами приводит к их слипанию в агрегаты. Для проведения измерений требовалось получить раствор МЖ, который бы сохранял коллоидные свойства, по крайней мере, 1 ч, так как для проведения измерений электромагнитных параметров требуется от 5 до 10 мин, а для подготовки образца к измерениям – около 20 мин.

Выбор технологии изготовления экспериментальных образцов. Жидкость-носитель, ПАВ и магнитный наполнитель взвешивались на весах Shimadzu AUX-320 с точностью ±5 мг. После этого наполнитель соединялся с ПАВ и тщательно перемешивался. Полученная взвесь разбавлялась жидкостью-носителем и механически размешивалась до получения коллоидного раствора.

На первом этапе исследования была изготовлена магнитная жидкость состава: вода, лауретсульфат натрия, BaM. При изготовлении данного образца в качестве магнитного наполнителя были взяты порошки гексагонального феррита М-типа с размером частиц менее 100 мкм. Массовое процентное содержание воды, лауретсульфата натрия и BaM было 47:48:5 соответственно. Скорость седиментации данного образца оказалась большой, частицы наполнителя оседали на дно емкости. Это не позволило провести измерения.

Далее была исследована магнитная жидкость состава: вода, глицерин, BaM. В качестве магнитной фазы использовался порошок гексагонального феррита М-типа с размером частиц менее 100 мкм. Массовое процентное содержание воды, глицерина и BaM было 2:93:5 соответственно. Малое содержание воды вызвано тем, что плотность глицерина была малой. Образец быстро распадался.

Далее была исследована магнитная жидкость состава: вода, олеиновая кислота, CoZnW. При изготовлении данного образца в качестве магнитного наполнителя были взяты порошки гексагонального феррита W-типа с размером частиц менее 100 мкм. Массовое процентное содержание воды, олеиновой кислоты и CoZnW было 43:52:5 соответственно. Скорость седиментации данного образца также оказалась большой, частицы наполнителя оседали на дно емкости. Это не позволило провести измерения.

Также была исследована магнитная жидкость состава: минеральное масло, тонер. В качестве магнитной фазы использовался порошок тонера марки HP 2410. Массовое процентное содержание минерального масла и тонера было 61:39 соответственно. Полученный образец магнитной жидкости оказался устойчивым в течение 7 суток, поэтому данный состав использовали в качестве исходного для проведения дальнейших исследований. Также в дальнейших исследованиях использовался состав «минеральное масло и тонер 58:42% масс. соответственно». Это учитывалось при измерениях и приготовлении композита на основе

магнитной жидкости.

Экспериментальные результаты. После выбора состава магнитной жидкости был проведен рентгеноструктурный анализ тонера. В наличии имелся тонер четырех марок. Результаты исследований приведены на рис. 1. Видно, что на всех диаграммах интенсивность пика отражения максимальна для угла $2\theta = 35{,}38°$. Это соответствует составу Fe_3O_4.

Результаты измерений показали, что тонер представляет собой порошок Fe_3O_4 с размерами 40–400 нм, в зависимости от марки тонера покрытый слоем аморфного углерода. Описание порошков тонера приведено в таблице. Измерение магнитной проницаемости порошка марки HP2410 насыпной плотности с помощью индуктивной ячейки на измерителе LCR Agilent E4980A. Исследование показало, что магнитная проницаемость порошка составляет 1,108 отн.ед.

Описание характеристик образцов тонера

Номер образца	1	2	3	4
Марка	HP2410	HP1160	HP1010	HP1505
Размер частиц, нм	400	45	200	40
Намагниченность насыщения, Гс·см^3/г	45	41,57	42,45	40,97
Остаточная намагниченность, Гс·см^3/г	5,78	4,3	2,08	2,6

Для проведения эксперимента в магнитную жидкость были добавлены многостенные углеродные нанотрубки (МУНТ) с диаметром $d \approx 9{,}4$ нм, полученные газофазным осаждением этилена в присутствии $FeCo/Al_2O_3$-катализатора.

Были изготовлены композиционные образцы МЖ с содержанием МУНТ 0,0; 0,5; 1,0; 2,0 % вес. Дальнейшее увеличение концентрации приводит к увеличению вязкости МЖ, и она перестает быть текучей. На рис. 1–7 представлены результаты измерений МЖ.

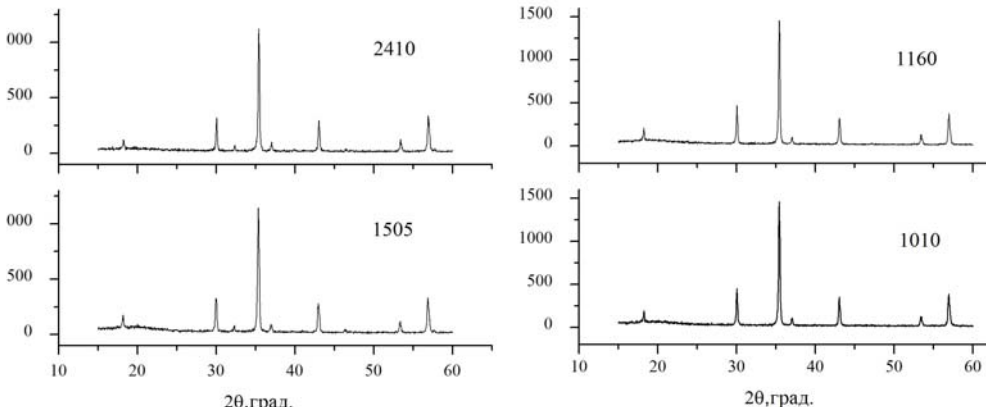


Рис. 1. Рентгеновские дифракционные диаграммы порошков тонера

При наложении магнитного поля наблюдается рост диэлектрической проницаемости магнитной жидкости. С учетом того, что погрешность ДП составляет величину порядка 2%, эффект наблюдается при расположении силовых линий магнитного поля параллельно пластинам измерительной ячейки и при перпендикулярном направлении. Это говорит об изменении структуры, образованной частицами магнетита.

Нами предположено, что магнитное поле, формируя структуру магнитных частиц, может повлиять на расположение углеродных нанотрубок в магнитной жидкости.

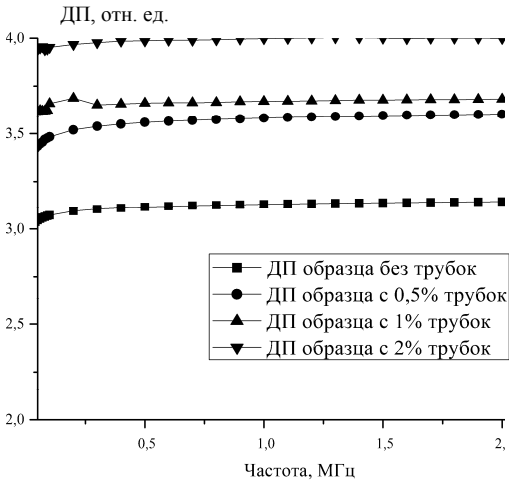


Рис. 2. Влияние концентрации МУНТ на диэлектрическую проницаемость МЖ

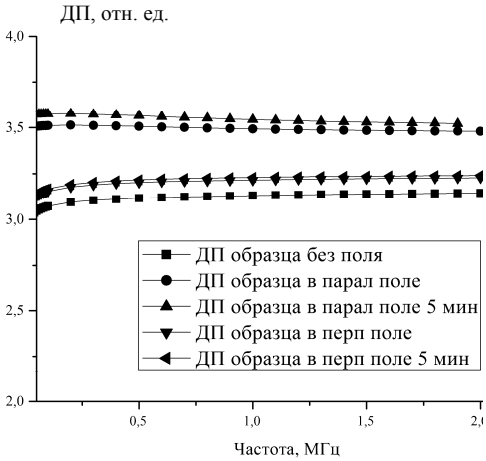


Рис. 3. Влияние внешнего магнитного поля на образец магнитной жидкости

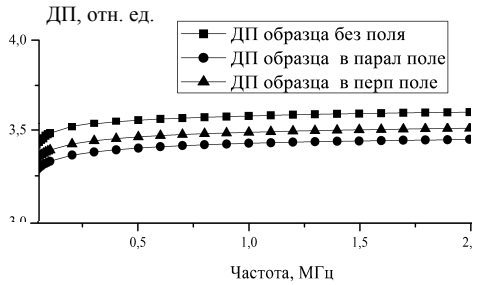


Рис. 4. Влияние внешнего магнитного поля на образец магнитной жидкости, содержащий 0,5% нанотрубок

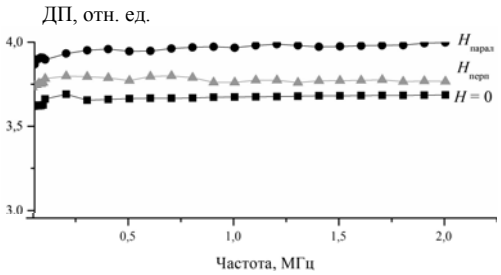


Рис. 5. Влияние внешнего магнитного поля на образец магнитной жидкости, содержащий 1,0% нанотрубок

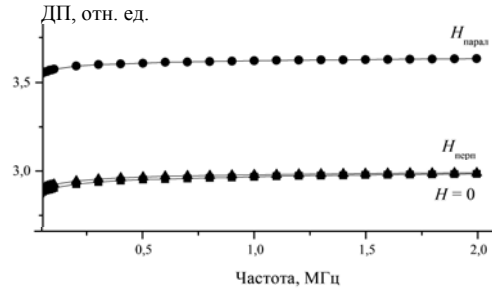


Рис. 6. Влияние внешнего магнитного поля на образец магнитной жидкости, содержащий 1,5% нанотрубок

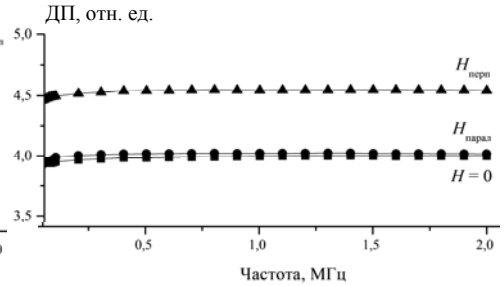


Рис. 7. Влияние внешнего магнитного поля на образец магнитной жидкости, содержащий 2,0% нанотрубок

Заключение. Показано, что при наложении магнитного поля параллельно и перпендикулярно пластинам конденсатора наблюдается рост диэлектрической проницаемости (ДП) магнитной жидкости. Показано, что введение в состав магнитной жидкости углеродных нанотрубок от 0,5 до 2% привело к росту диэлектрической проницаемости практически по линейному закону.

Литература

1. Manipulation of liquid droplets using amphiphilic, magnetic one-dimensional photonic crystal chaperones / J.R. Dorvee1, A.M. Derfus, S.N. Bhatia, M.J. Sailor // Nature Materials. 2004. Vol. 3. P. 896–899.

2. Preparation of magnetic ionic liquid/chitosan/graphene oxide composite and application for water treatment / Leilei Li, Chuannan Luo, Xiangjun Li et al. // International Journal of Biological Macromolecules. 2014. Vol. 66. P. 172–178.

3. Design and Calculation of Magnetic Liquid Seal with Rectangular Pole Teeth / Yiwang Bao, Danyu Jiang, Li Tian, Jianghong Gong // Key Engineering Materials. 2011. Vol. 492. P. 287–290.

4. Мкртчян Л.С. Электрические свойства тонкого слоя магнитной жидкости с графитовым наполнителем в магнитном поле / Л.С. Мкртчян, А.Р. Закинян, А.Ф. Голота, В.М. Ищенко // Научный журнал КубГАУ. 2012. № 75(01). С. 1–12.

Секция 5

АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

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

УДК 621.385.69

АКУСТОЭЛЕКТРОННЫЕ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ НА ОСНОВЕ КРИСТАЛЛА RKTP

М.В. Чуманов, И.А. Паргачёв, И.В. Мокрушин, Л.Я. Серебренников, В.А. Краковский

Изготовлены акустоэлектронные линии задержки на основе кристаллов RKTP с временем прохождения СВЧ-сигнала, равным 2,8 мкс, и двумя типами преобразователей: встречно-штыревым и кольцевым. Рабочая полоса частот линии задержки с встречно-штыревым преобразователем составила 440 МГц, кольцевым – 160 МГц. Минимальные значения общих потерь на прохождение СВЧ-сигнала варьировались от 78 до 83 дБ.
Ключевые слова: акустоэлектронная линия задержки, кристалл RKTP.

Акустоэлектронные линии (АЭ) задержки имеют широкое применение в устройствах обработки ВЧ- и СВЧ-сигналов, в том числе в радиолокации, радионавигации, технике связи и т.п. Столь широкую популярность АЭ-линии задержки получили благодаря их небольшим массогабаритным параметрам и малым потерям по сравнению с электромагнитными линиями задержки и их микрополосковыми аналогами.

Наибольшее распространение среди устройств описанного класса получили устройства на поверхностных акустических волнах. Однако их работа, как правило, ограничена частотами до 3 ГГц, что связано с высоким поглощением акустических колебаний в приповерхностных слоях акустических кристаллов [1]. Кроме того, стоит отметить очень малые размеры электродов преобразователей встречно-штыревого типа, что усложняет технологию их производства. Высокая электромагнитная наводка, распространяемая по поверхности, требует применения сложных аподизированных преобразователей, используемых в качестве фильтров. Кроме того, такие линии задержки имеют ограниченный частотный диапазон, связанный с угловым синхронизмом поверхностных акустических волн.

В случаях, если требуется задержка сигнала несущей частотой свыше 3 ГГц, используют устройства на объемных акустических волнах, которые не имеют перечисленных выше недостатков. Однако здесь возникают проблемы, связанные с тем, что у большинства материалов, имеющих низкое акустическое затухание, отсутствуют собственные пьезоэлектрические свойства, что в свою очередь требует применения пьезослоев толщиной менее 2 мкм в качестве преобразователей. Решением этой проблемы является использование пьезоэлектрических кристаллов. Разнообразие пьезоэлектрических кристаллов, способных работать

на несущей частоте свыше 3 ГГц, как правило, ограничивается ниобатом лития, танталатом лития или германатом висмута.

Высокоомный кристалл $KTiOPO_4$ (RKTP) производства компании «Кристалл Т» имеет собственные пьезоэлектрические свойства, благодаря чему может применяться в устройствах обработки радиосигналов ВЧ- и СВЧ-диапазонов. Высокая степень однородности материала позволяет изготавливать звукопроводы длиной до 35 мм, что эквивалентно задержке сигнала 4,5 мкс. Радиовысотомер при такой задержке может сканировать на высотах до 675 м. Высокое удельное электрическое сопротивление кристалла RKTP (10^{11}–10^{12} Ом·см) уменьшает эффект закорачивания пьезополей, возникающих при распространении акустических волн. Кроме вышеперечисленных достоинств, следует отметить высокую температурную стабильность диэлектрических и электромеханических свойств, позволяющую применять АЭ-линии задержки в относительно широком диапазоне температур.

Описание конструкции. Конструкция АЭ-линии задержки включает в себя звукопровод, вырезанный из монокристалла RKTP, пьезопреобразователи (встречно-штыревые или кольцевые), сформированные на поверхностях *z*-среза кристалла.

Оптимальная геометрия звукопровода выбрана исходя из данных, представленных в [2, 3]. Конфигурация звукопровода с обозначением ориентации акустического пучка и расположением электродов преобразователей относительно кристаллографических осей показана на рис 1.

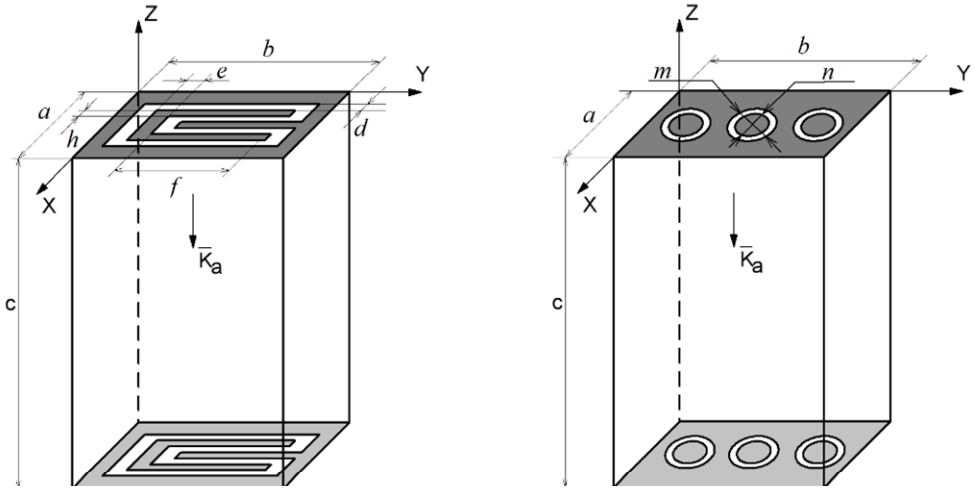


Рис. 1. Конструкция АЭ-линии задержки с преобразователями встречно-штыревого и кольцевого типов (a = 2,5 мм, b = 6 мм, c = 21,7 мм; размеры преобразователей: $d = h$ = 150…200 мкм, e = 500 мкм, f = 3 мм, m = 600…750 мкм, n = 450…600 мкм)

Звукопровод с преобразователями помещен в герметичный металлический корпус с разъемами СР-50-726, соединенными жесткими коаксиальными линиями. Внешний вид изготовленной линии задержки показан на рис. 2.

Рис. 2. Внешний вид АЭ-линии задержки на основе кристалла RKTP

Описание экспериментальной установки. Экспериментальная установка (рис. 3) включает в себя СВЧ-генератор (*1*) с функцией внутренней импульсной модуляции и выходом синхронизации для включения развертки осциллографа, СВЧ-усилитель (*3*), линию задержки (*2*), детекторную измерительную головку (*4*), осциллограф (*5*).

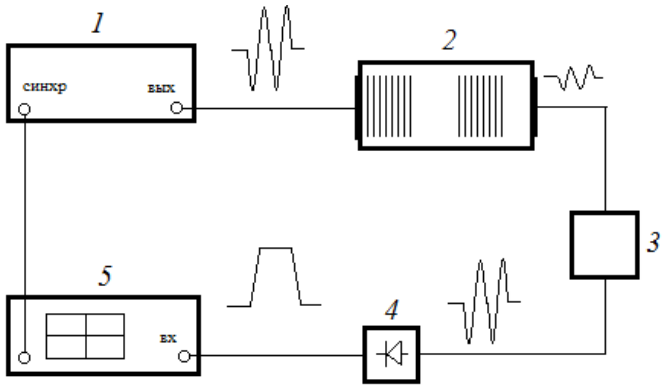


Рис. 3. Схема измерительной установки: *1* – генератор Agilient N5181B; *2* – линия задержки; *3* – высокочастотный усилитель; *4* – детекторная головка; *5* – осциллограф Tektronix TDS1012C-EDU)

При поступлении СВЧ-импульса на преобразователь линии задержки (*2*) генерируется акустическая волна, которая при достижении противоположного преобразователя формирует задержанный электрический СВЧ-импульс меньшей амплитуды. Задержанный импульс усиливается, проходит через детекторную головку и фиксируется на экране осциллографа. Осциллограммы сохраняются на ЭВМ.

Экспериментальные результаты. Измерялись наиболее важные параметры, характеризующие работу линии задержки в составе устройств обработки радиосигналов, а именно, частотная характеристика и общие потери на прохождение СВЧ-сигнала. В качестве исследуемых образцов использовались линии задержки с временем прохождения акустического импульса равным 2,8 мкс. Осциллограмма задержанного СВЧ-импульса на обозначенное время показана на рис. 4.

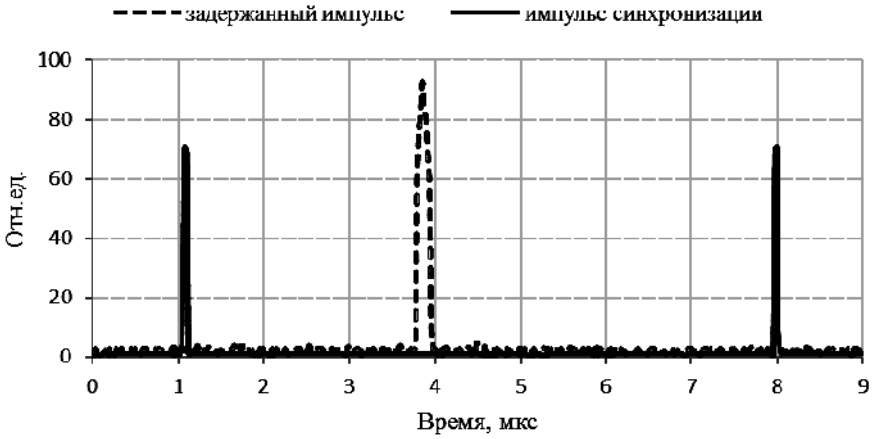


Рис. 4. Осциллограмма задержанного сигнала

Для измерения частотной характеристики АЭ-линий задержки по схеме, указанной на рис. 3, СВЧ-генератор запускался в режиме сканирования частоты с граничными частотами 2,5 и 3,5 ГГц. Осциллограммы измеренных частотных характеристик отображают графики, показанные на рис. 5.

Рис. 5. Частотные характеристики линий задержки с преобразователями встречно-штыревого и кольцевого типов

Общие потери складываются из потерь, вызываемых акустическим затуханием, и потерь на прямое и обратное преобразование электрического СВЧ-сигнала. Минимальное значение этих потерь в случае преобразователя встречно-штыревого типа составило 78 дБ, кольцевого типа – 83 дБ. Электромагнитная наводка в использованных конструкциях была близка или соответствовала уровню шумов СВЧ-тракта в диапазоне рабочих частот.

Заключение. Изготовлены АЭ-линии задержки на основе кристаллов RKTP с временем прохождения СВЧ-сигнала, равным 2,8 мкс, и двумя типами преобразователей: встречно-штыревым и кольцевым. Рабочая полоса частот линии задержки по уровню изменения сигнала на 3 дБ от пикового значения с встречно-штыревым преобразователем составила 440 МГц, кольцевым – 160 МГц. Минимальные значения общих потерь на прохождение СВЧ-сигнала варьировались от 78 до 83 дБ.

Литература

1. Балышева О.Л. Акустоэлектронные устройства обработки и генерации радиосигналов. Принципы работы, расчета и проектирования / О.Л. Балышева, В.И. Григорьевский, Ю.В. Гуляев. М.: Радиотехника, 2012. 576 с.

2. Elastic and elastooptic properties of $KTiOPO_4$ / I.I. Zubrinov, V.K. Sapozhnikov, E.V. Pestrykov and V.V. Atuchin // Fundamental Problems of Optoelectronics and Microelectronics. June 16. 2003. Vol. 249.

3. Сильвестрова И.М. Упругие и пьезоэлектрические свойства кристаллов $KTiOPO_4$ // Кристаллография. 1992. Т. 37. №5. С. 1227–1231.

УДК 621.3.029.6

МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ С ШИРОКОЙ ПОЛОСОЙ ЗАГРАЖДЕНИЯ

С.А. Ходенков, В.В. Иванин

Рассмотрены конструкции микрополосковых полосно-пропускающих фильтров третьего, четвертого и пятого порядков с использованием нерегулярных резонаторов. Исследуемые сверхвысокочастотные (СВЧ) устройства обладают высокими частотно-селективными свойствами, в том числе широкими полосами заграждения.

Ключевые слова: микрополосковый фильтр, полоса заграждения.

Как известно, полосно-пропускающие фильтры являются важнейшими элементами современных радиотехнических систем космической связи, систем радиолокации и радионавигации. Одними из основных требований, предъявляемых к микрополосковым фильтрам, являются миниатюрность, технологичность и высокие частотно-селективные свойства, которые определяются в том числе и наличием у СВЧ-устройств широкой полосы заграждения с достаточным уровнем затухания мощности [1, 2].

В настоящей работе предложены конструкции микрополосковых полосно-пропускающих фильтров с широкой высокочастотной полосой заграждения и сильным подавлением мощности на ее частотах. Все селективные устройства разработаны с использованием подложек, имеющих одинаковую диэлектрическую проницаемость $\varepsilon = 9{,}8$ и толщину $h = 1$ мм. Их амплитудно-частотные характеристики рассчитаны при помощи электродинамического численного анализа 3D-моделей. Настройка фильтров с полосковыми проводниками, обладающими осевой симметрией, осуществлялась «ручным» параметрическим синтезом, при котором подбираются их геометрические размеры. Для определенности при синтезе была задана центральная частота полосы пропускания конструкций f_0=1 ГГц. На рис. 1 представлены топологии полосковых проводников трехзвенного (рис. 1, *а*), четырехзвенного (рис. 1, *б*) и пятизвенного (рис. 1, *в*) фильтра. При этом каждый резонатор представляет собой полосковый проводник, размещенный с одной стороны диэлектрической подложки, который условно состоит из трех участков: двух узких параллельных отрезков полосковых проводников *1*, *3, 5*, заземляемых на основание со стороны свободных концов, соединенных друг с другом широким отрезком проводника *2*, *4*, *6* соответственно.

Благодаря нерегулярности резонаторов с заземленными на основание полосковыми проводниками можно расширить высокочастотную полосу заграждения так, чтобы она более чем в 3,5 раза превышала центральную частоту полосы пропускания f_0 (рис. 2). При этом очевидно, что полосу пропускания каждого фильтра формируют резонансы, количественно равные числу звеньев, т.е. по одному от каждого резонатора.

Как видно из вышеприведенного рисунка, полосы пропускания всех фильтров настроены на одинаковую относительную ширину – $\Delta f/f_0$ =17%, измеренную по уровню –3 дБ от уровня минимальных потерь $L_{\min}$, которые составили для трехзвенного устройства – $L_{\min}\approx$1,0 дБ, четырехзвенного – 1,3 дБ, пятизвенного – 1,7 дБ.

Как и следовало ожидать, наращивание числа резонаторов в конструкциях приводит не только к росту крутизны склонов полосы пропускания, но и к уси-

лению подавления мощности на частотах полос заграждения, причем при нечетном количестве звеньев на АЧХ наблюдается дополнительный полюс затухания вблизи высокочастотного склона полосы пропускания.

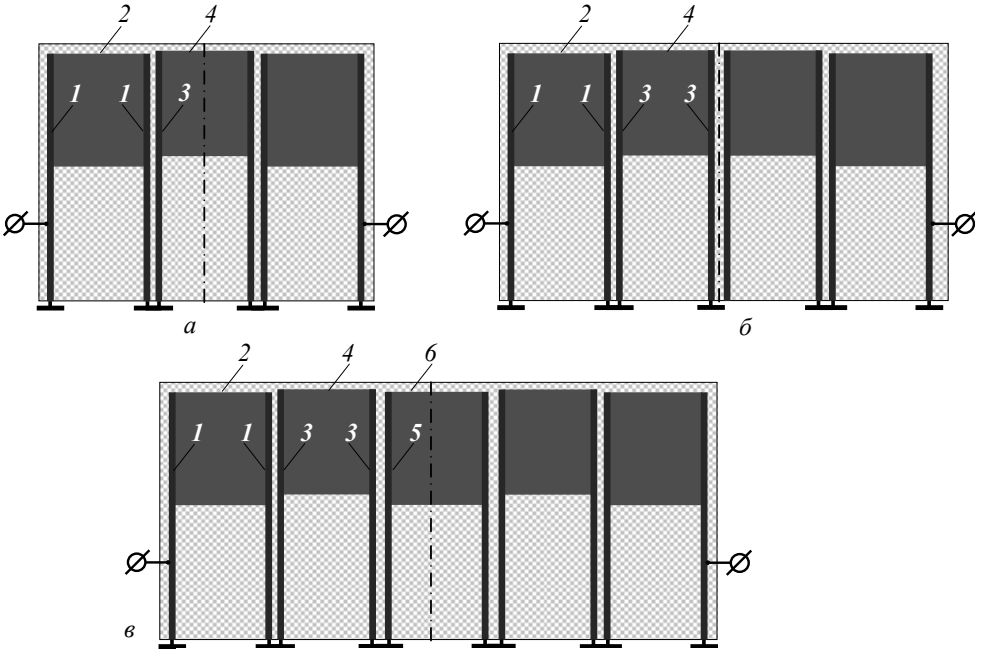


Рис. 1. Топология полосковых проводников фильтров:
а – третьего порядка; *б* – четвертого; *в* – пятого

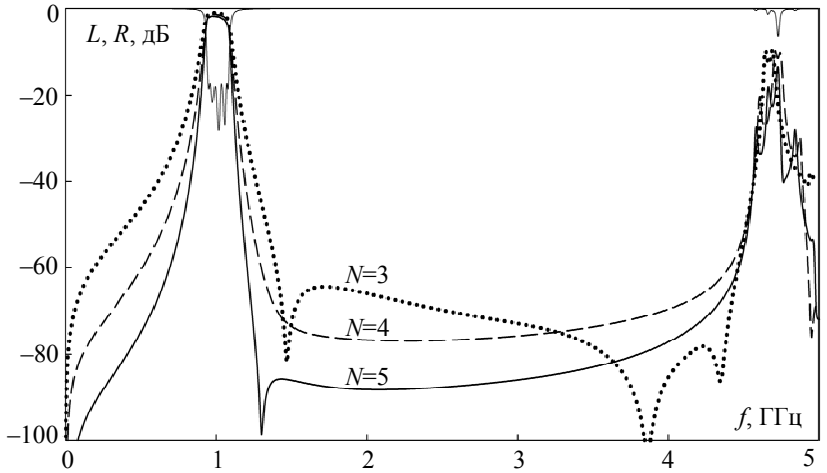


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики микрополосковых устройств. Точки – фильтр третьего порядка; штриховые линии – четвертого; сплошные линии – пятого

Конструктивные параметры разработанных частотно-селективных устройств приведены в таблице.

Таким образом, показана возможность значительного расширения высокочастотной полосы заграждения (не менее $3{,}5f_0$) в микрополосковых полосно-

пропускающих фильтрах за счет использования нерегулярных резонаторов. Высокие частотно-селективные свойства фильтров 3–5-го порядков также обусловлены сильным подавлением мощности в полосах заграждения, при этом дополнительно при нечетном количестве звеньев в устройствах на АЧХ наблюдается полюс затухания вблизи высокочастотного склона полосы пропускания.

Конструктивные размеры микрополосковых фильтров

Количество резонаторов в фильтре	Позиции отрезков полосковых проводников на рис. 1 и их площади, мм^2	Позиции полосковых проводников на рис. 1 и зазоры между ними, мм
3	*1* – 18,10×0,35; *2* – 8,20×6,70; *3* – 18,30×0,35; *4* – 7,60×6,50	*1* и *3* – 0,50
4	*1* – 18,10×0,35; *2* – 8,20×6,70; *3* – 18,20×0,35; *4* – 7,50×6,50	*1* и *3* – 0,50; *3* и *3* – 0,75
5	*1* – 18,10×0,35; *2* – 8,20×6,70; *3* – 18,20×0,35; *4* – 7,50×6,50 *5* – 18,10×0,35; *6* – 7,40×6,50	*1* и *3* – 0,50; *3* и *5* – 0,80

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.

Литература

1. Бальва Я.Ф. Полосно-пропускающий фильтр со сверхширокой полосой заграждения и уровнем подавления помех более 100 дБ / Я.Ф. Бальва, А.М. Сержантов, С.А. Ходенков и др. // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета. Красноярск: СибГАУ, 2013. Вып. 3(49). С. 162–166.

2. Belyaev B.A. Miniature bandpass filter with a wide stopband up to $40f_0$ / B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, V.V. Tyurnev, A.A. Leksikov // Microwave and Optical Technology Letters. 2012. Vol. 54. P. 1117–1118.

УДК 621.391.244

ФОКУСИРОВКА ФРЕНЕЛЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

А.В. Каменев, Р.Н. Сатаров, В.П. Якубов

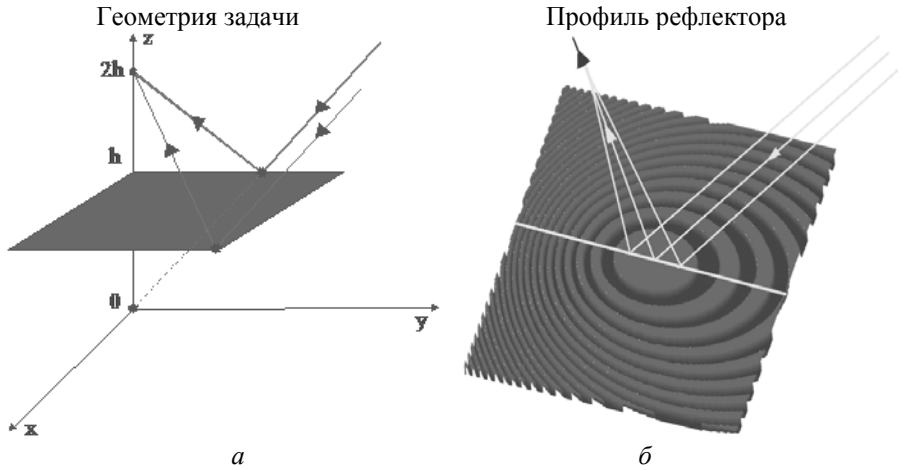
Проведено исследование влияния различных параметров, в частности пространственных размеров, положения точки фокуса и т.д., на фокусирующие свойства рефлектора Френеля. Предложен вариант использования плоского рефлектора Френеля для приема сверхширокополосных сигналов с использованием фильтрации Винера.

Ключевые слова: плоский рефлектор, зоны Френеля, СШП-сигналы, обратные задачи.

Проблема приема сверхширокополосных сигналов. Сверхширокополосные (СШП) сигналы отличаются очень широкой полосой занимаемых частот и, как правило, имеют форму импульсных сигналов. СШП-сигналы начинают все более широко применяться на практике – радиолокация, радиотомография, связь. Сдерживающим фактором является то, что практически вся радиоэлектроника

еще остается узкополосной. Если проблема генерации СШП-сигналов более или менее уже решена, то проблема их приема остается «узким» местом. Здесь существуют два альтернативных подхода – с использованием стробоскопических приемников и приемников реального времени. Оба эти подхода достаточно сложны. В настоящей статье предлагается вариант решения проблемы с использованием узкополосных систем с использованием технологии решения обратных задач. В качестве примера узкополосного устройства рассматривается зеркало Френеля. Большим его достоинством является возможность усиления сигналов без сколько-нибудь больших энергетических затрат.

Моделирование плоского рефлектора Френеля. Пусть в свободном пространстве в заданной декартовой системе координат под некоторым углом α к оси z падает волна с волновым вектором $\mathbf{k} = (-k\sin\alpha,\ 0,\ -k\cos\alpha)$, модуль которого $k = 2\pi f / c$ (рис. 1, *а*).



а *б*

Рис. 1. Моделирование рефлектора

Начало координат совмещено с зеркальной точкой ожидаемого фокуса. Отражающая плоскость расположена на расстоянии h от плоскости xy. Будем считать фазовый набег по осевой линии рефлектора нулевым: $\varphi_0 = \mathbf{kr}_0 = 0$. Тогда фазовый набег волны, отраженной от произвольной точки рефлектора $\mathbf{r} = (x, y, h)$, будет определяться как

$$\varphi = kr + \mathbf{kr} = k(\sqrt{x^2 + y^2 + h^2} - x\sin\alpha - h\cos\alpha).$$

Как известно [2], условие

$$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_0 = m\pi,\ \ m = 0, 1, 2, \ldots$$

определяет границы расположения зон Френеля. Четные значения m соответствуют синфазным зонам Френеля, а нечетные значения – противофазным. В общем случае форма этих зон представляют собой концентрические эллипсы. Если просто устранить вклад в общее поле в точке наблюдения либо синфазных, либо противофазных зон, можно добиться эффекта фокусировки плоским отражателем. Если же еще изменить знак вклада, например противофазных зон, путем рифления поверхности рефлектора (рис. 2), то можно добиться усиления эффекта

фокусировки и увеличения интенсивности поля в точке фокуса дополнительно в 4 раза. Это и предлагается сделать в работе.

Зафиксируем угол падения излучения $\alpha = 0^\circ$. Тогда зоны Френеля примут вид концентрических окружностей. Проведем расчет поля в области фокуса с использованием метода Гюйгенса–Френеля–Кирхгофа:

$$E(\mathbf{r}) = -2\iint\limits_S E_0(\mathbf{r}_S) w(\mathbf{r}_S) \frac{d}{dz_S} G(\mathbf{r} - \mathbf{r}_S) dS,$$

где $w(\mathbf{r}_S)$ равен 1 и –1 для синфазных и противофазных зон Френеля соответственно, а

$$G(\mathbf{r} - \mathbf{r}_S) = -\exp\{ik\}/4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}_S|.$$

Приведенная формула представляет собой интегральную свертку и вычисляется с использованием прямого и обратного преобразований Фурье, а также спектрального разложения Вейля для нормальной производной от функции Грина [2]:

$$\frac{d}{dz} G(\mathrm{r}) = \frac{1}{2\pi} \iint \exp(iz\sqrt{k^2 - u^2 - v^2}) \exp\{i(ux + vy)\} du dv.$$

Распределение поля вблизи фокуса. Пусть рефлектор рассчитан для частоты $f = 24$ ГГц, угла падения излучения $\alpha = 45°$ и высоты фокуса $h = 15$ см. Рассмотрим распределение интенсивности поля в фокальной плоскости для различных случаев.

На рис. 2 показано распределение поля в зависимости от высоты над плоскостью рефлектора. Видно, что область фокусировки достаточно локализована в пространстве.

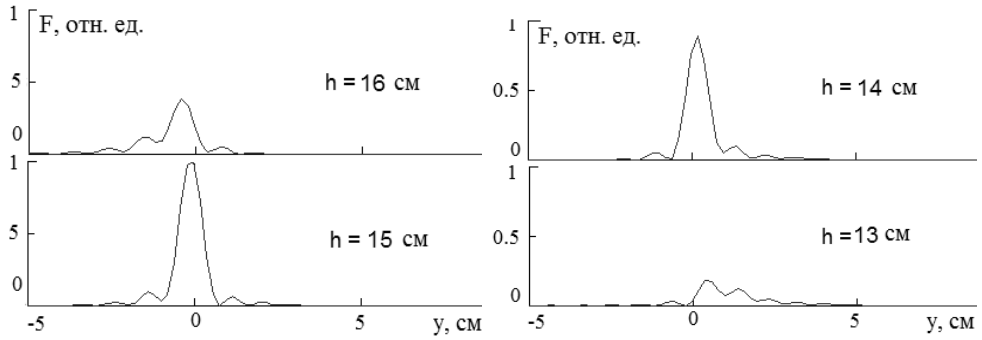
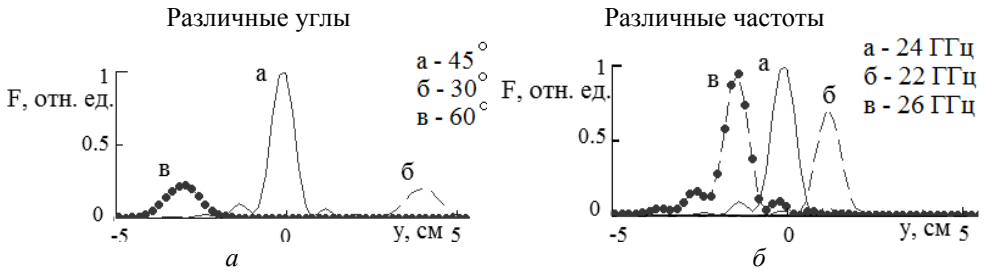


Рис. 2. Распределение интенсивности отраженного излучения в зависимости от высоты точки приема над рефлектором

Как можно заметить, при смещении точки наблюдения из плоскости фокусировки расчетная интенсивность поля F стремительно убывает. Это говорит о хорошей пространственной фокусировке рефлектора Френеля. Если использовать этот же рефлектор для других углов падения излучения, то точка фокуса будет смещаться относительно в соответствующую сторону (рис. 3, *а*).

Описанное выше пространственное поведение точки фокусировки подобно ее поведению для параболического рефлектора. Однако есть существенное отличие. Для параболического рефлектора положение точки фокуса определяется только геометрией отражающей поверхности и не зависит от частоты.

Для рассчитанного нами рефлектора, изменение частоты f приводит к смещению фокуса вдоль линии фокусировки рефлектора, для конкретного случая под углом $\alpha = 45°$ (рис. 3, *б*).



а *б*

Рис. 3. Фокальное распределение интенсивности поля

Сверхширокополосный сигнал и фокусировка Френеля. В настоящее время сверхширокополосные импульсы активно применяются во многих отраслях: сверхширокополосная радиолокация, сети персонального уровня (WPAN), прямохаотические системы связи и т.д. Но существуют проблемы, связанные с приемом таких сигналов, которые обусловлены их малой длительностью. Рассмотрим возможность использования плоских рефлекторов Френеля для регистрации таких импульсов.

Пусть на поверхность рефлектора приходит СШП-сигнал длительностью $\tau = 0{,}2$ нс (рис. 4, *а*). Спектр этого сигнала достаточно широк и занимает полосу от 0 до 40 ГГц (рис. 5, *а*). Прием такого сигнала представляет большую проблему.

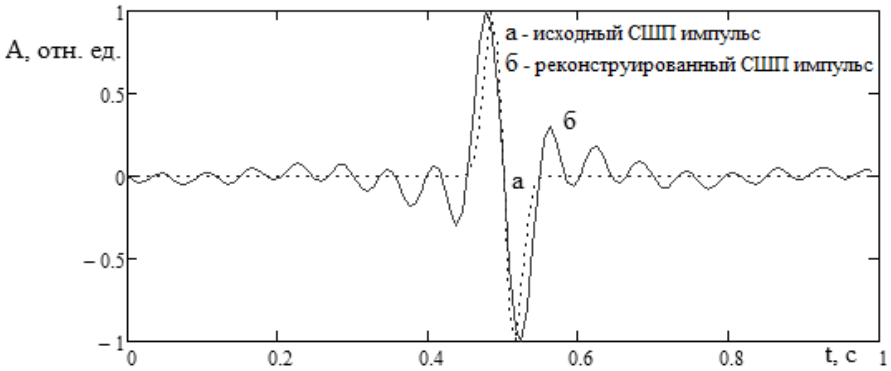


Рис. 4. Временная форма СШП сигнала

Рассмотрим, как СШП-сигнал будет взаимодействовать с узкополосным устройством – рефлектором Френеля. Рассмотрим амплитудно-частотную характеристику рефлектора Френеля для сигналов, снимаемых в точке фокуса (рис. 6). Рабочая частота изменена на частоту $f_0 =$ 10 ГГц так, чтобы совместить её с максимумом спектра СШП-импульса. Видно, что рефлектор Френеля – типичное узкополосное устройство, но имеющее еще полосы пропускания вблизи частот комбинационных частот $3f_0$ и $5f_0$. Если принимаемый в точке фокусировки сигнал ограничить полосой 0–20 ГГц, то после фокусировки СШП-импульса выходной сигнал будет подобен «длинной» синусоиде, имеющей частоту порядка

$f_0 =$ 10 ГГц. Оцифровка такого сигнала осуществима с использованием узкополосного квадратурного приемника. Несмотря на свою узкополосность, этот сигнал несет на себе информацию об исходном СШП-сигнале. Воспользуемся этим для восстановления СШП-сигнала.

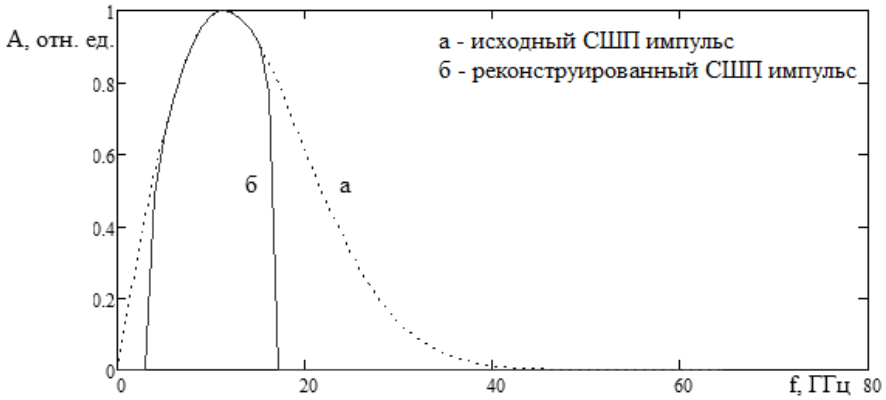


Рис. 5. Спектры сигналов

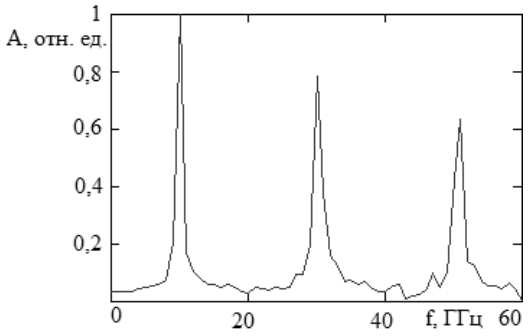


Рис. 6. Амплитудно-частотная характеристика рефлектора Френеля

Выходной узкополосный сигнал представляет собой результат фильтрации спектра СШП-сигнала с известной АЧХ рефлектора Френеля. Для восстановления спектра СШП-сигнала достаточно осуществить обратную операцию, например с использованием винеровской фильтрации с регуляризацией (см. рис. 5, *б*). Эта операция соответствует решению обратной задачи реконструкции СПШ-импульса [6] или, иначе, сжатию узкополосного сигнала. Результат показан на рис. 4, *б*.

Заключение. Предложенный подход позволяет использовать рефлектор Френеля для приема СШП-сигналов с простых узкополосных устройств.

Работа выполнена по программе повышения конкурентоспособности Национального исследовательского Томского государственного университета.

Литература

1. Webb G.W. Variable Reference Phase in Diffractive Antennas / G.W. Webb, I.V. Minin, O.V. Minin // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2011. Vol. 53, № 2. P. 77–94.

2. Локшин Г.Р. Основы радиооптики. Долгопрудный: Интелект, 2009. 108 с.

3. Виноградова М.Б. Теория волн / М.Б. Виноградова, О.В. Руденко, А.П. Сухоруков. М.: Наука, 1979. 384 с.

4. Ахманов С.А. Физическая оптика / С.А. Ахманов, С.Ю. Никитин. М.: Наука, 2004. 656 с.

5. Плоский рефлектор Френеля / В.П. Якубов, С.Э. Шипилов, В.Б. Антипов и др. // Изв. вузов. Физика. 2014. Т. 57, № 9/2. С. 123–126.

6. Радиоволновая томография: достижения и перспективы / В.П. Якубов, С.Э. Шипилов, Д.Я. Суханов, А.В. Клоков. Томск: Изд-во НТЛ, 2014. 264 с.

УДК 621.396.677.73

ШИРОКОПОЛОСНАЯ РУПОРНАЯ АНТЕННА ДИАПАЗОНА 0,8–30 ГГц

П.Д. Куроптев, А.В. Фатеев

Рассмотрены актуальность, применение, проблемы построения и эволюция широкополосных рупорных антенн. Предложены варианты коаксиально-волновых переходов (КВП), согласующих рёбер и раскрыва рупора. Приведены характеристики существующих аналогов и их сравнение с спроектированной моделью антенны. Показаны преимущества предложенной модели.

Ключевые слова: широкополосная рупорная антенна, коаксиально-волноводный переход, согласующее ребро, диаграмма направленности, коэффициент стоячей волны, коэффициент усиления.

Наиболее простыми широкополосными антеннами являются рупорные. Высокий коэффициент усиления (КУ), низкий уровень боковых лепестков, простая схема возбуждения позволяют применять рупорные антенны в различных областях техники. Особенно актуально использование рупорных излучателей в технике измерений параметров антенно-фидерной системы. В этом случае они применяются в качестве эталонных при измерениях параметров антенн в дальней зоне или в качестве зондовых при измерениях амплитудно-фазовых характеристик антенн в ближней зоне [1–3].

Построение модели широкополосной рупорной антенны. Несмотря на большое число положительных качеств рупорных антенн, в литературе, вплоть до настоящего момента, недостаточно внимания уделено вопросам их математического моделирования и оптимального параметрического синтеза, а также исследованию других возможностей улучшения их характеристик к увеличению области практического использования [4].

Опираясь на существующие модели и зарубежные научные работы, было установлено, что построение модели должно быть разбито на несколько частей (рис. 1):

1. Построение согласующих рёбер.
2. Построение КВП.
3. Построение рупорного излучателя.

Расчёт рупорных антенн основан на результатах их анализа, т.е. первоначально ориентировочно задаются геометрическими размерами антенны, а затем определяют её электрические параметры. Если размеры выбраны неудачно, то расчёт повторяется снова [5]. Основными исследуемыми параметрами рупоров являются КУ, коэффициент стоячей волны (КСВ) и диаграмма направленности (ДН).

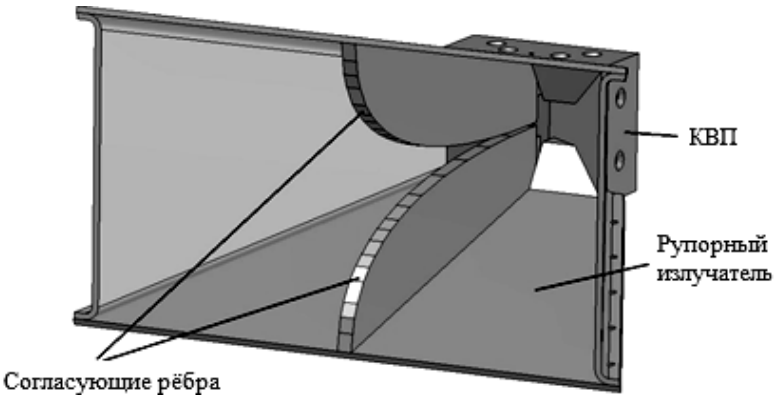


Рис. 1. Модель рупора

Учитывая преимущества и недостатки существующих моделей, была спроектирована новая конструкция широкополосной рупорной антенны.

Отрезок короткозамкнутой коаксиальной линии был улучшен путем образования ступенчатого перехода на некоторой высоте от центра КВП. Основным недостатком этого подхода является то, что верхний и нижний диаметры внутреннего стержня не идентичны, что усложняет изготовление.

Важно поддерживать механическую точность сужения рёбер внутри КВП, чтобы достичь широкого частотного диапазона и лучших характеристик. Небольшое расстояние между рёбрами определяет наименьшую частоту для заданной геометрии – меньшее расстояние между рёбрами позволяет достичь более широкой полосы пропускания [6].

Исторически использовали короткий прямой участок с последующим экспоненциальным профилем для кривизны согласующего ребра. Экспериментально было установлено, что этот профиль подавляет нежелательные моды и обеспечивает согласование рупора [7]. В работах [8–10] было показано, что изменение профиля ребра рупора может улучшить КСВ. Поэтому была выбрана кривая Безье с прямым участком длиной 3 мм для описания закона изменения ребра. Было проведено параметрическое исследование с целью нахождения контрольных точек, которые обеспечивают лучшее КСВ.

На рис. 2 показаны согласующее ребро рупора и отверстие для коаксиальной линии.

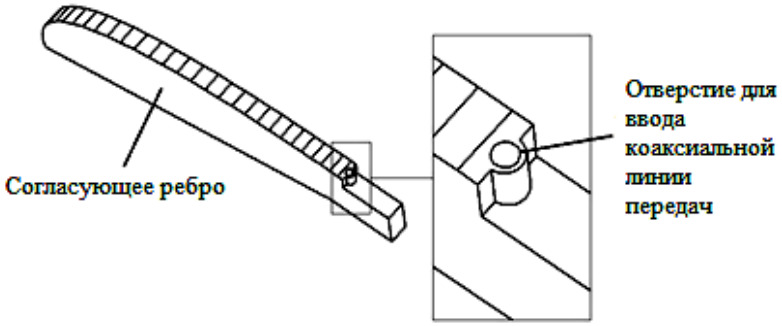
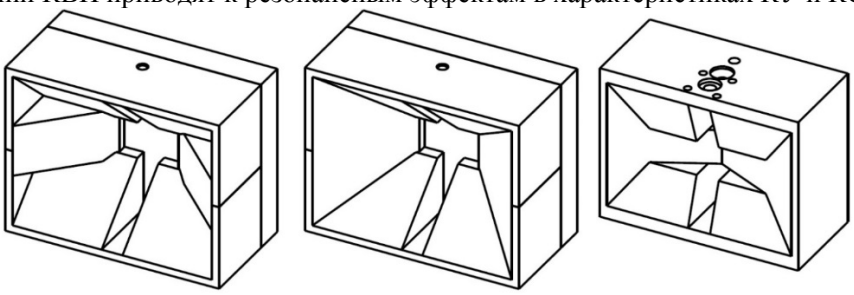


Рис. 2. Согласующее ребро рупора и отверстие для коаксиальной линии

КВП был переработан с двумя целями. Первая заключалась в улучшении параметров модели на более высоких частотах. Вторая – уменьшить количество

составляющих в сборке, тем самым устраняя возможные источники образования зазоров. В [11] было установлено, что КВП является основным источником режимов, которые вызывает ухудшение параметров всей модели. На рис. 3 показана эволюция КВП от традиционного дизайна к новому.

Одними из главных проблем конструирования рупорных антенн являются ухудшения характеристик при неправильной сборке и погрешности при производстве, вызванные щелями между отдельными частями. В работе [11] было показано, что щели порядка 0,5–0,05 мм между различными составляющими в основании КВП приводят к резонансным эффектам в характеристиках КУ и КСВ.



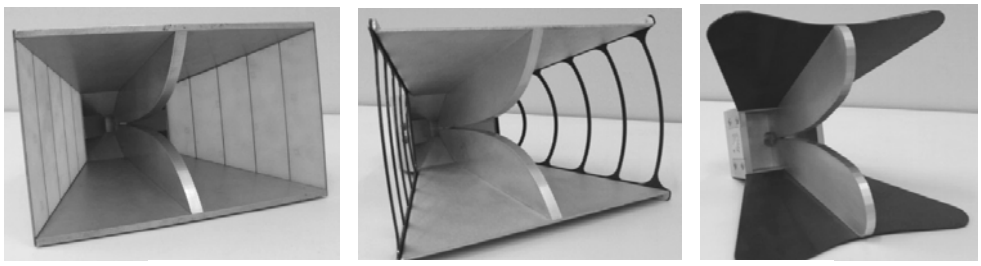
а *б* *в*

Рис. 3. Модели КВП: *а* – традиционная; *б* – модифицированная; *в* – по Якобсу

Следующим этапом является построение раскрыва антенны. Было решено использовать раскрыв рупора с боковыми стенками, так как их наличие улучшает характеристики на нижних частотах, что было экспериментально проверено. В то же время данный выбор привёл к незначительному ухудшению параметров КУ и КСВ на высоких частотах.

Окончательный вариант рупора представлен на рис. 1.

Анализ и сравнение характеристик. Характеристики новой модели рупорной антенны с двумя согласующими рёбрами, будут оцениваться в зависимости от измеренных характеристик существующих антенн в диапазоне 1–18 ГГц, которые изображены на рис. 4.



а *б* *в*

Рис. 4. Виды рупорных антенн: *а* – Spectrum Technologies DRGH-0118;
б – ETS-Lindgren 3115; *в* – ETS-Lindgren 3117)

Первая антенна на рис. 4, *а* – модель DRGH-0118 компании Spectrum Technologies – традиционная рупорная антенна с двумя согласующими рёбрами и с протравленными диэлектрическими боковыми стенками. На рис. 4, *б* – антенна 3115 компании ETS-Lindgren – модель с металлическими вставками на боковых стенках. На рис. 4, *в* – антенна 3117 от ETS-Lindgren. Это антенна новой конструкции без боковых стенок [12].

Измеренные характеристики КУ антенн сравниваются на рис. 5. Измеренные КСВ антенн сравниваются на рис. 6. Сплошной черной линией указаны КУ и КСВ модели с диэлектрическими боковыми стенками, пунктиром – модели без боковых стенок, сплошной линией с круглыми маркерами – антенны с металлической решёткой.

На частотах ниже 3 ГГц КУ модели без боковых стенок гораздо меньше, чем у традиционных конструкций. Модели традиционного дизайна имеют падение усиления в диапазоне 14–18 ГГц, а также виден пик на частоте 16 ГГц. Это свидетельствует о влиянии мод высшего порядка в рупоре. Эффект менее виден для рупора с металлическими вставками по бокам и отсутствует в модели без боковых стенок.

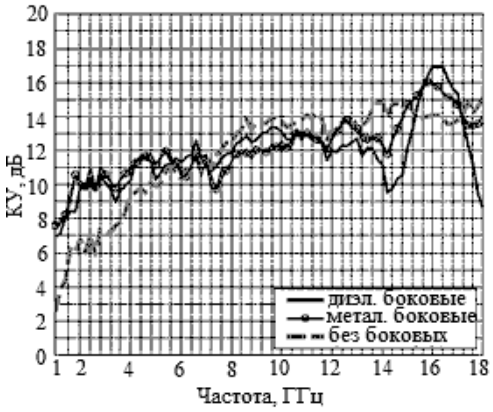


Рис. 5. КУ исследуемых моделей

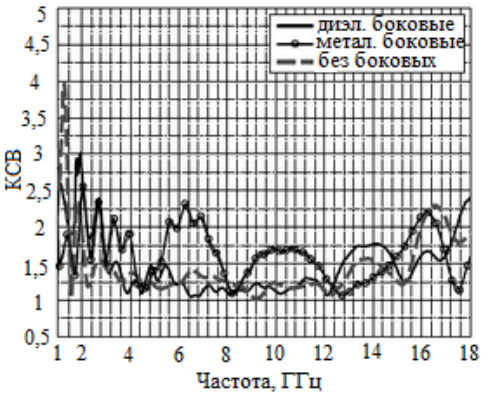
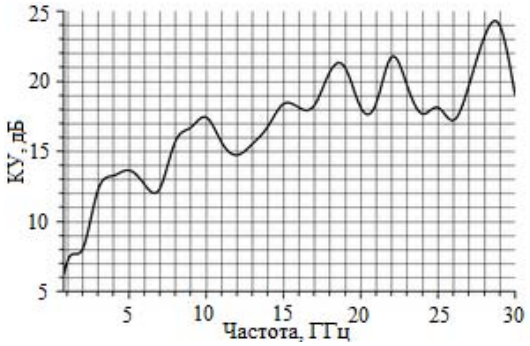


Рис. 6. КСВ исследуемых моделей



На частотах ниже 3 ГГц все антенны имеют большие значения КСВ, особенно модель без боковых стенок, которая имеет КСВ, равный почти 4 на частоте 1,3 ГГц.

На рис. 7 и 8 приведены КУ и КСВ спроектированной модели.

Рис. 7. КУ спроектированной модели

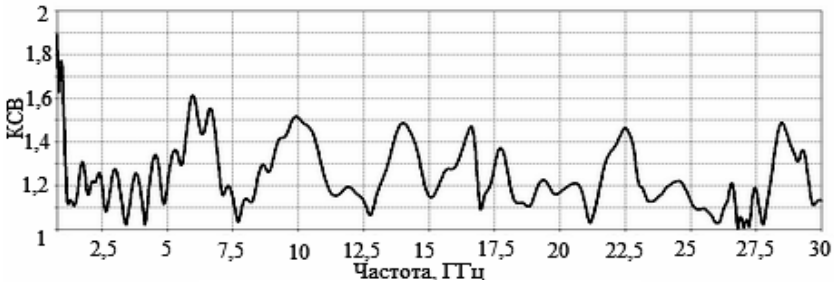
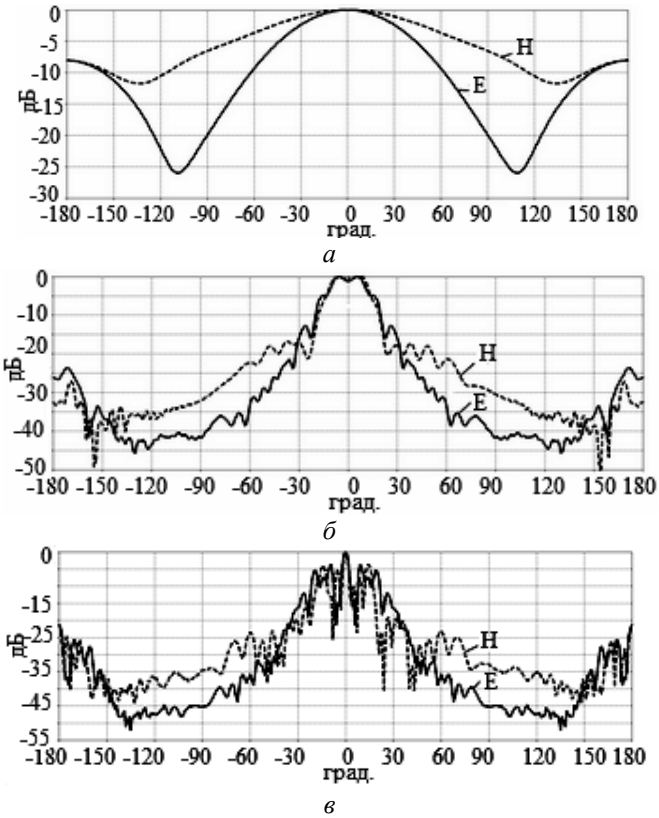


Рис. 8. КСВ спроектированной модели

Можно заметить, что КСВ-модели меньше, чем у существующих аналогов. Кроме того, характеристики значительно улучшены на низких частотах. Изменения, внесённые в рупор, обеспечили КСВ по всему диапазону от 0,8 до 30 ГГц ниже 1,6, чего не было у существующих аналогов. Рупор имеет хорошее усиление по всему диапазону при сохранении той же ширины луча, в особенности на нижних и высоких частотах. КУ данной конструкции значительно лучше, чем у аналогов.

ДН на частотах 0,8, 18 и 30 ГГц полученной конструкции показаны на рис. 9. Сплошной линией – в плоскости *H*, пунктирной – в плоскости *E*.



а

б

в

Рис. 9. ДН модели: *а* – 0,8 ГГц; *б* – 18 ГГц; *в* – 30 ГГц

Основной лепесток широкий и хорошо определяем, направлен вдоль нормали, что указывает на отсутствие высших мод. Боковые лепестки незначительны.

Заключение. В результате можно сделать следующие выводы:

- Рабочий диапазон частот расширен до 30 ГГц.
- КСВ значительно лучше по сравнению с другими измеренными антеннами, особенно в диапазоне низких и высоких частот. Имеется запас для изготовления без существенных ухудшений характеристик.
- КВП имеет упрощенную структуру, в которой минимизировано возникновение зазоров, которые ухудшают параметры рупоров при производстве.
- В качестве профиля согласующего ребра была использована кривая Безье с прямым участком в 3 мм, что отличается от традиционного конструирования рупорных антенн.

Литература

1. Bruns Ch., Leuchtmann P. and Vahldieck R. Comprehensive analysis and simulation of a 1–18 GHz broadband parabolic reflector horn antenna system // IEEE Trans, on Antennas and Propagat. 2003. Vol. AP-51. P. 1418–422.
2. Kerr J.L. Short axial length broad-band horns // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1973. Vol. 21, № 5. P 710–714.
3. Bruns Ch., Leuchtmann P. and Vahldieck R. Analysis and Simulation of a 1–18 GHz broadband double-ridged horn antenna // IEEE Trans. Electromagn. Compat. 2003. Vol. 45, № 1. P. 55–60.
4. Ашихмин А.В. Исследование и разработка сверхширокополосных антенн комплексов радиоконтроля: дис. … д-ра техн. наук: 05.12.07. М., 2006. 234 с.
5. Воскресенский Д.И., Грановская Р.А., Гостюхин В.Л. и др. Антенны и устройства СВЧ. Расчет и проектирование антенных решеток и их излучающих элементов: учеб. пособие для вузов. М.: Сов. радио, 1972. 320 с.
6. Volakis J.L. Antenna Engineering Handbook // 4th Edition. 2007. Chapter 14.
7. Walton K.L. and Sundberg V.C. (1964). Broadband ridged horn design // Microwave J. P. 96–101.
8. Rodriguez V. New broadband EMC double-ridged guide horn antenna // RF Design. 2004. P. 44–47.
9. Abbas-Azimi M., Arazm F., Rashed-Mohassel J. and Faraji-Dana R. Design and optimization of a new 1-18 GHz double ridged guide horn antenna // J. of Electromagn. Waves and Appl. 2007. Vol. 21, № 4. P. 501–516.
10. Baker D. and Van Der Neut C. A compact, broadband, balanced transmission line antenna derived from double-ridged waveguide // Antennas and Propagat. Soc. Int. Symp. 1982. Vol. 20.
11. Jacobs B., Odendaal J.W., Joubert J. The Effect of Manufacturing and Assembling Tolerances on the Performance of Double-Ridged Horn Antennas // J. of Electromagn. Waves and Appl. 2010. Vol. 24, № 10. P. 1279–1290.
12. Rodriguez V. Dual Ridge Horn Antenna. 2006. U.S. Patent 6 995 728 B2.

УДК 621.396.677

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН В ПО GRASP

А.В. Мухин

Проведен сравнительный анализ моделей зеркальных антенн трех типов: неосесиметричная (офсетная) однозеркальная антенна, офсетная двухзеркальная антенна по схеме Кассегрена, двухзеркальная антенна Кассегрена с верхней запиткой (схема Драгонэ). Анализ проводился для выбора наиболее эффективной и оптимальной конструкции для конкретной задачи, в частности, оценивалось искажение крайнего луча, вынесенного из фокуса параболоида, а также снижение КУ для крайнего облучателя по сравнению с центральным.

Ключевые слова: сравнение зеркальных антенн, моделирование зеркальных антенн.

Однозеркальная антенна. На рис. 1 приведена модель спроектированной однозеркальной антенны. Диаметр рефлектора

$$D = \frac{(60 \div 70)^\circ \cdot \lambda}{2\Theta_{-3\ дБ}} = \frac{60^\circ \cdot 0{,}014}{1} = 0{,}85 \approx 0{,}9 \ \text{ м}, \qquad (1)$$

где $2\Theta_{-3\ дБ}$ – ширина луча по уровню минус 3 дБ. Фокусное расстояние рефлектора выбрано равным половине диаметра рефлектора. В качестве облучателя выбран конический рупор, диаметр раскрыва которого равен p = (0,8÷1,2)λ = 14 мм. На рис. 2, 3 приведены итоговые диаграммы направленности (ДН) центрального и крайнего облучателей в азимутальной и угломестной плоскостях, а также проекции ДН на зону обслуживания (ЗО).

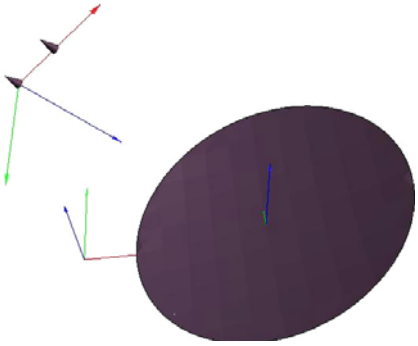


Рис. 1. Модель однозеркальной антенны

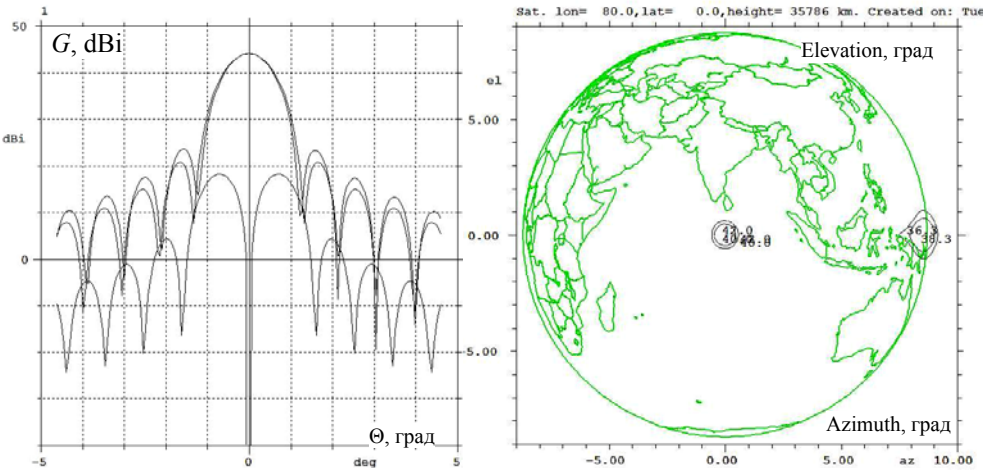


Рис. 2. ДН центрального облучателя однозеркальной антенны в азимутальной и угломестной плоскостях, кроссполяризационная составляющая, проекция ДН на ЗО

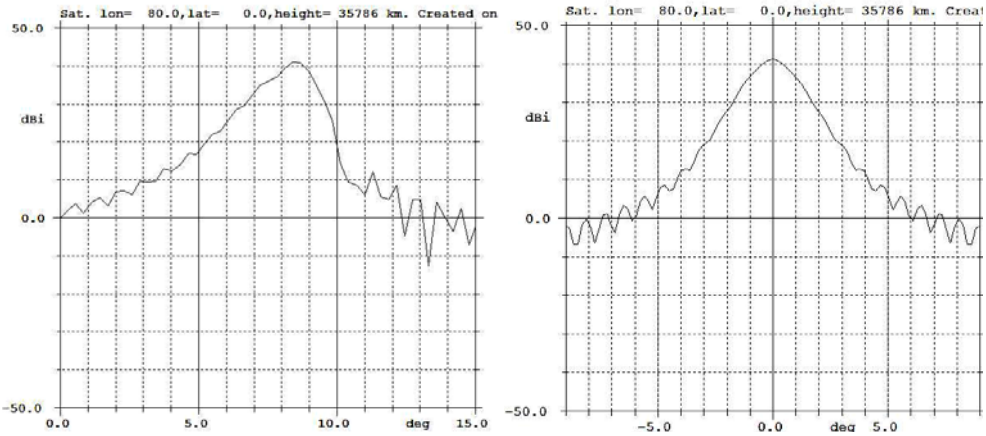


Рис. 3. ДН крайнего облучателя в азимутальной и угломестной плоскостях

Как видно из рисунков, для однозеркальной антенны коэффициент усиления крайнего облучателя снижается на 3,7 дБ относительно центрального. Также видно, что форма крайнего луча сильно искажается и значительно вырастает уровень боковых лепестков. Кроме того, данная антенна имеет довольно высокий уровень кроссполяризационной составляющей.

Двухзеркальная антенна по схеме Кассегрена. Диаметр основного рефлектора выбран по формуле (1) и равен 1160 мм. Диаметр контррефлектора

$$D_{\text{м}} = \frac{D_{\text{б}} \cdot \nu_{\text{a}}}{\lambda} = 640 \text{ мм}, \quad (2)$$

где $D_{\text{б}}$ – диаметр большого зеркала; ν_{a} – коэффициент использования поверхности (0,8–0,9).

Фокусное расстояние большого рефлектора

$$f = (0{,}3 \div 0{,}5) \cdot D_{\text{б}} = 435 \text{ мм}. \quad (3)$$

Расстояние между фокусами

$$2C = \frac{D_{\text{м}} \cdot \sin(\psi_0 + \varphi_0)}{\sin\psi_0 \cdot \sin\varphi_0} = 1480 \text{ мм}. \quad (4)$$

В качестве облучателя используется конический рупор с диаметром раскрыва 14 мм. На рис. 4 представлена модель двухзеркальной антенны по схеме Кассегрена. На рис. 5, 6 приведены итоговые ДН центрального и крайнего облучателей в азимутальной и угломестной плоскостях, а также проекции ДН на ЗО.

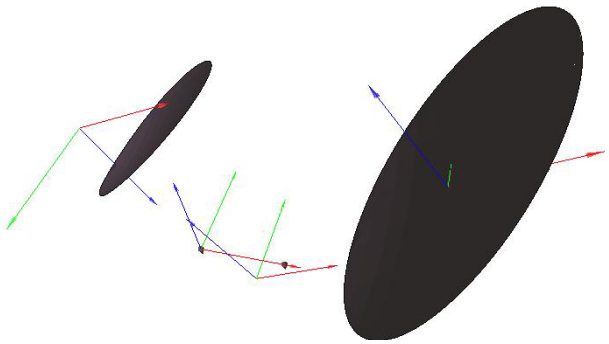


Рис. 4. Модель двухзеркальной антенны по схеме Кассегрена

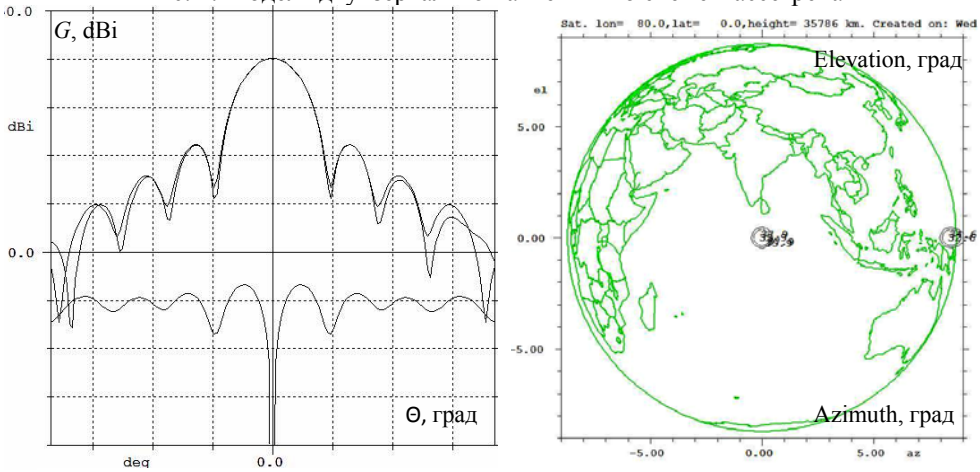


Рис. 5. ДН центрального облучателя в азимутальной и угломестной плоскостях, кроссполяризационная составляющая, проекция ДН на ЗО

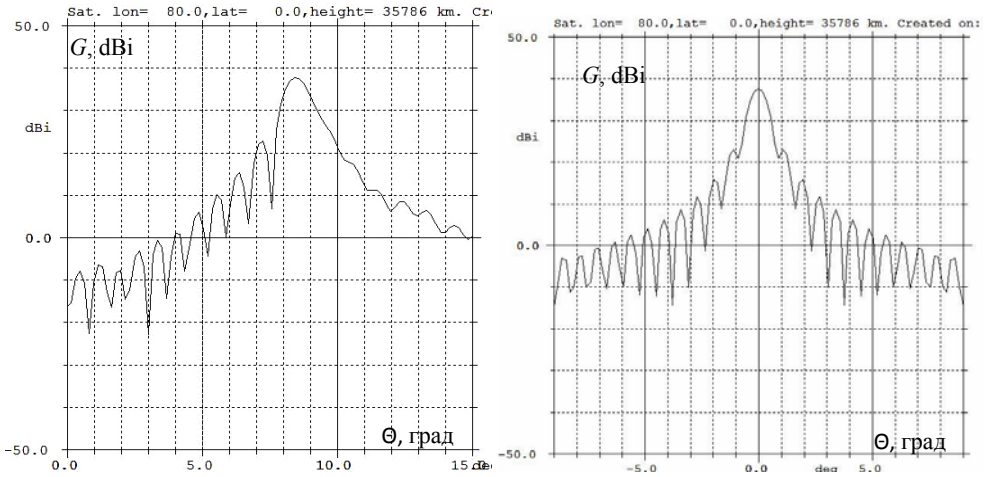


Рис. 6. ДН крайнего облучателя в азимутальной и угломестной плоскостях

Анализируя полученные диаграммы, можно сделать вывод, что двухзеркальная антенна по схеме Кассегрена в сравнении с однозеркальной антенной обладает лучшими характеристиками. Снижение КУ крайнего облучателя относительно центрального произошло на 3,3 дБ (а у однозеркальной антенны – на 3,7 дБ). Также видно, что форма крайнего луча исказилась значительно меньше, чем форма крайнего луча у однозеркальной антенны. Уровень боковых лепестков для крайнего облучателя поднялся на небольшую (порядка 1 дБ) величину по сравнению с уровнем боковых лепестков однозеркальной антенны (порядка 4 дБ). Кроссполяризационная развязка у данной антенны значительно выше (порядка 45 дБ), чем у однозеркальной (порядка 30 дБ).

Двухзеркальная антенна по схеме Кассегрена с верхней запиткой (схема Драгонэ) (рис. 7) Диаметры основного рефлектора и контррефлектора выбраны по формулам (1) и (2) соответственно. Фокусное расстояние основного рефлектора выбрано равным половине диаметра основного зеркала. Расстояние между фокусами рассчитано по формуле (4). В качестве облучателя выбран конический рупор с диаметром раскрыва 14 мм.

В результате получена двухзеркальная антенна с параметрами:

- диаметр основного рефлектора 1160 мм;
- диаметр контррефлектора 1040 мм;
- фокусное расстояние основного рефлектора 580 мм;
- расстояние между фокусами 3225 мм.

На рис. 8, 9 приведены итоговые ДН центрального и крайнего облучателей в азимутальной и угломестной плоскостях, а также проекции ДН на ЗО.

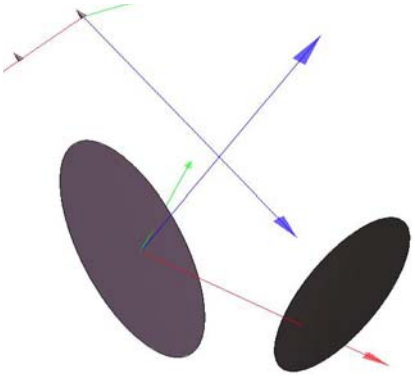


Рис. 7. Модель двухзеркальной антенны Кассегрена с верхней запиткой

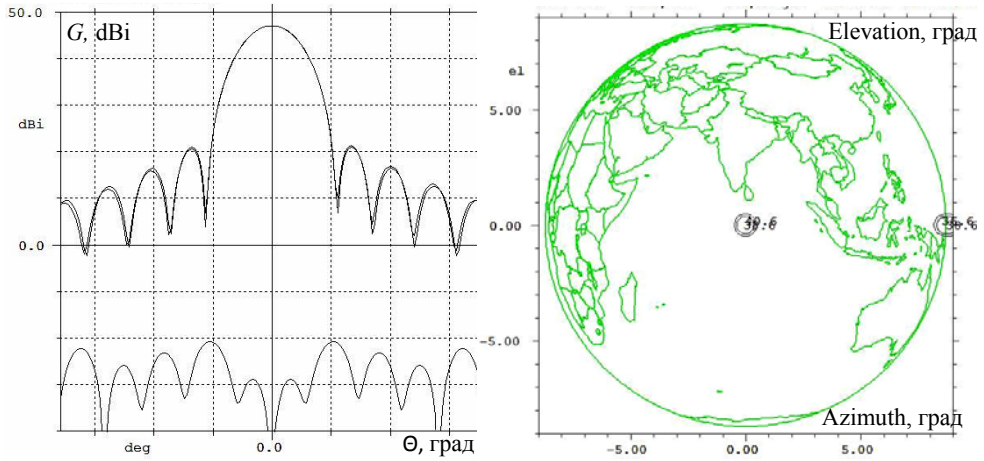


Рис. 8. ДН центрального облучателя в азимутальной и угломестной плоскостях, кроссполяризационная составляющая, проекция ДН на ЗО

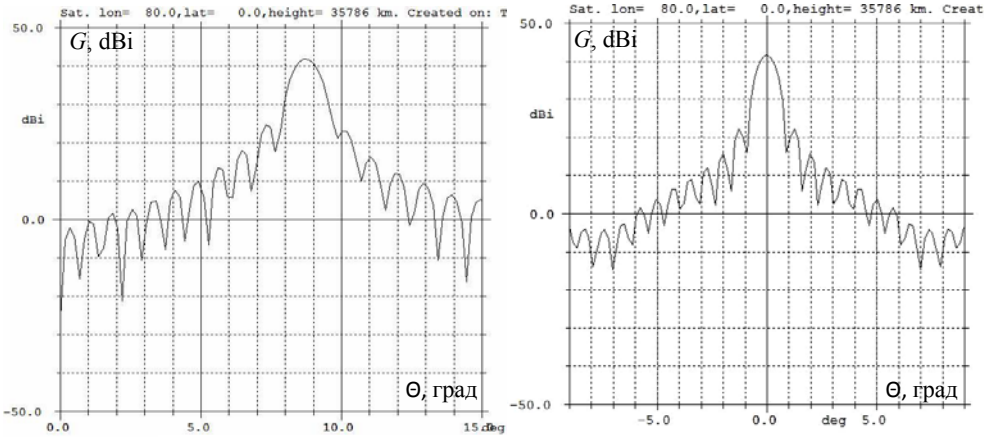


Рис. 9. ДН крайнего облучателя в азимутальной плоскости

Данная антенна обладает наилучшими характеристиками из всех вышеперечисленных. Из рисунков видно, что искажения луча при его отклонении минимальны, коэффициент усиления крайнего луча относительно центрального луча снижается всего на 2 дБ. Уровень боковых лепестков крайнего облучателя относительно центрального увеличивается незначительно (порядка 3 дБ). Уровень кроссполяризационной развязки минимален и равен – 67 дБ. Эта антенна обладает более удобной схемой компоновки зеркал и может использоваться в составе КА.

УДК 621.372

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВОЗДУШНОГО ЗАПОЛНЕНИЯ ВДОЛЬ СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ

С.А. Подлиннов, А.Ю. Попков, А.В. Фатеев

Представлено исследование влияния воздушного заполнения вдоль связанных полосковых линий на частотные характеристики в симметричном на-

правленном ответвителе, выполненном на нерегулярных связанных полосковых линиях передач с комбинированной связью.

Ключевые слова: направленный ответвитель, полосковые связанные линии, воздушное заполнение, развязка, *S*-параметры.

Направленный ответвитель (НО) – это четырехпортовое устройство, которое широко используется в измерительном оборудовании для разделения падающего и отраженного от исследуемого устройства сигналов [1]. С ростом рабочих частот предъявляются жесткие требования к конструкции устройств, такие параметры, как шероховатость поверхности, воздушные зазоры между слоями диэлектриков, отклонение параметров материалов от номинального значения и многое другое. Данная работа описывает влияние воздушного заполнения вдоль полосковых связанных линий на частотные характеристики направленного ответвителя

В качестве исследуемого устройства был выбран направленный ответвитель на основе связанных нерегулярных полосковых линий с комбинированной связью (рис. 1). Основные преимущества и недостатки использования данного типа линий представлены в [2]. Конструкция исследуемого НО состоит из трех слоев диэлектрика с одинаковой диэлектрической проницаемостью. На центральный слой диэлектрика с двух сторон нанесен проводящий слой толщиной *t*. Воздушное заполнение вдоль связанных линий образуется вследствие того, что НО имеет слоистую структуру. Слои накладываются друг на друга, образуя воздушную полость, в виде прямоугольного треугольника в поперечном сечении НО (рис. 1, *б*). Величина катета, прилегающего к боковой стенке полосковой линии, равна толщине проводника *t*. Второй катет с размером *a* изменяется в пределах от 0,005 до 0,3 мм, в зависимости от прижима боковых слоев. Размеры треугольника при сборке варьируются в некотором пределе и зависят от того, какое сдавливающее усилие будет приложено к слоям диэлектрика.

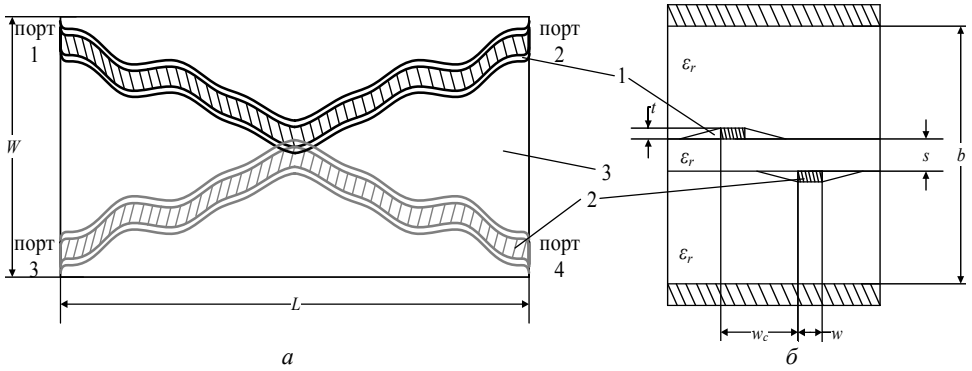
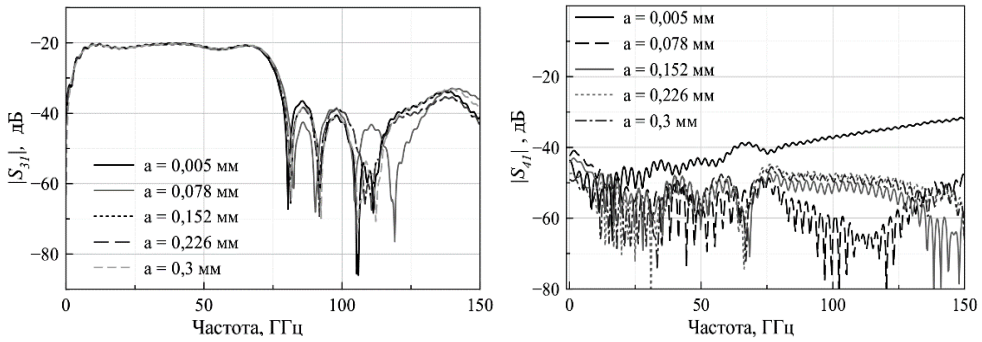


Рис. 1. Связанные нерегулярные полосковые линии:
1 – воздушной заполнение; *2* – полосковая линия; *3* – диэлектрик

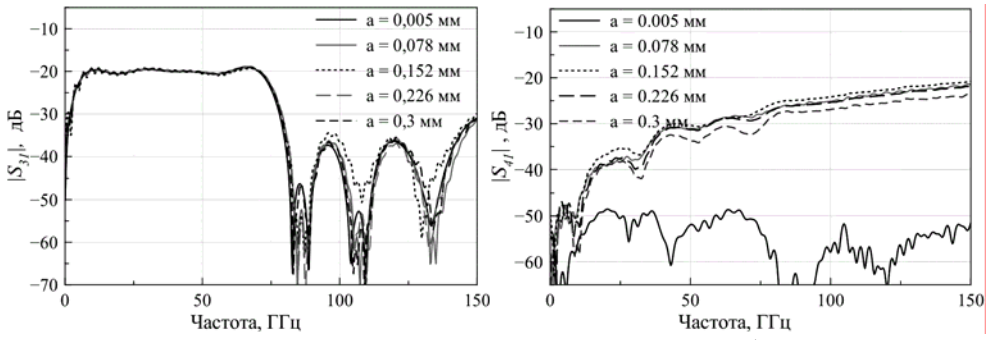
Моделирование проводилось в САПР CST Microwave studio для НО с рабочим диапазоном 10–60 ГГц на основе материала Rogers RT/duroid 5880 с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 2{,}2$ и толщинами металлизации *t*, равными 9, 17, 35 и 70 мкм. Результаты моделирования представлены в виде частотных характеристик модулей коэффициентов ответвления в ненагруженный и нагруженный порты (рис. 2–5). Влияние воздушного зазора на характеристики модуля коэффициента отражения ($|S_{11}|$) и потерь в основном канале ($|S_{21}|$) незначительно.

Колебания модуля коэффициента отражения относительно направленного ответвителя без воздушного заполнения составляет ±1,5 дБ. Основное влияние оказывается на характеристику модуля коэффициента ответвления в нагруженный порт $|S_{41}|$ и, как следствие, на направленность НО в результате изменения эффективной диэлектрической проницаемости.



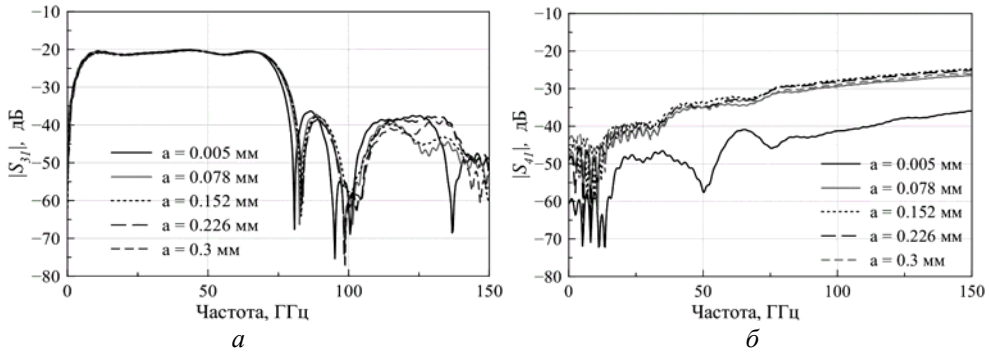
а *б*

Рис. 2. Модули коэффициентов ответвления в ненагруженный $|S_{31}|$ (*а*) и нагруженный $|S_{41}|$ (*б*) порты при t = 9 мкм



а *б*

Рис. 3. Модули коэффициентов ответвления в ненагруженный $|S_{31}|$ (*а*) и нагруженный $|S_{41}|$ (*б*) порты при t = 17 мкм



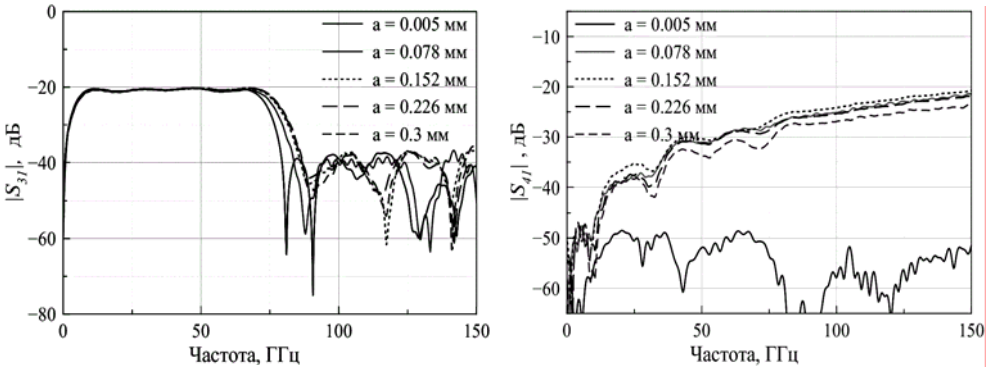
а *б*

Рис. 4. Модули коэффициентов ответвления в ненагруженный $|S_{31}|$ (*а*) и нагруженный $|S_{41}|$ (*б*) порты при t = 35 мкм

Заключение. На основе проведенных исследований возможно сделать следующие выводы:

1. Значительное влияние оказывает что на $|S_{41}|$, при увеличении a направленность ухудшается.

2. Однако стоит отметить, что при толщине полосковой линии $t = 9$ мкм, с ростом воздушного заполнения направленность становится лучше, чем при максимальном значении a, для других толщин полосковой линии с ростом воздушного заполнения направленность ухудшается.



а *б*

Рис. 5. Модули коэффициентов ответвления в ненагруженный $|S_{31}|$ (*а*) и нагруженный $|S_{41}|$ (*б*) порты при $t = 70$ мкм

3. Минимальное влияние воздушный зазор оказывает на переходное ослабление $|S_{31}|$, величина которого колеблется в пределах ±0,5 дБ.

4. Для уменьшения влияния воздушного заполнения на частотные характеристики НО следует учитывать это явление при математическом расчете топологии НО [2], так как изменение коэффициента связи, ширина полосковых линий и расстояние между линиями напрямую зависят от значения диэлектрической проницаемости среды, в которой распространяются электромагнитные волны.

Литература

1. Андронов Е.В., Гошин Г.Г., Морозов О.Ю. и др. Сверхширокополосный направленный ответвитель с резистивными согласующими элементами // 20-th International Crimean Conference Microwave and Telecom-munication Technology (CriMiCo). 2010. С. 639–640.

2. Podlinnov S.A., Popkov A.Yu., Fateev A.V. Design of the Directional Coupler Based on Offset Coupled Striplines // IEEE Trans. On Control and Communications. 2015. P. 1–4.

УДК 621.372

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ НА ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

А.Ю. Попков, Г.Г. Гошин

Приведены результаты исследования влияния геометрических параметров и топологий подводящих линий НО на его частотные характеристики. Дано заключение о том, какие из параметров следует учитывать при разработке ма-

тематической модели широкополосного направленного ответвителя на основе нерегулярных однородных связанных полосковых линий с комбинированной связью.

Ключевые слова: направленный ответвитель, направленность, коэффициент ответвления.

Характеристики и параметры направленного ответвителя. Направленный ответвитель (НО) – это четырёхпортовое пассивное устройство, предназначенное для разделения волн, которые распространяются в линии передачи в противоположных направлениях, а также для направленного отбора части мощности сигнала из основного канала во вторичный. Поэтому его широко применяют в радиоизмерительной аппаратуре, такой как скалярные и векторные анализаторы цепей, рефлектометры, радиометры [1, 2], и других радиотехнических системах.

Основными характеристиками НО являются: направленность, переходное ослабление (ответвление), потери в основном канале, коэффициенты отражения портов.

Направленный ответвитель обычно рассматривают с точки зрения двух режимов работы: чётный (ёмкостной) – предполагает прохождения синфазных сигналов вдоль каждой из линий; нечётный (индуктивный) – противофазных сигналов [3]. Каждому из режимов соответствует своё волновое сопротивление: Z^{++} – чётное и Z^{+-} – нечётное. При условии согласования связанных линий они удовлетворяют соотношению (1):

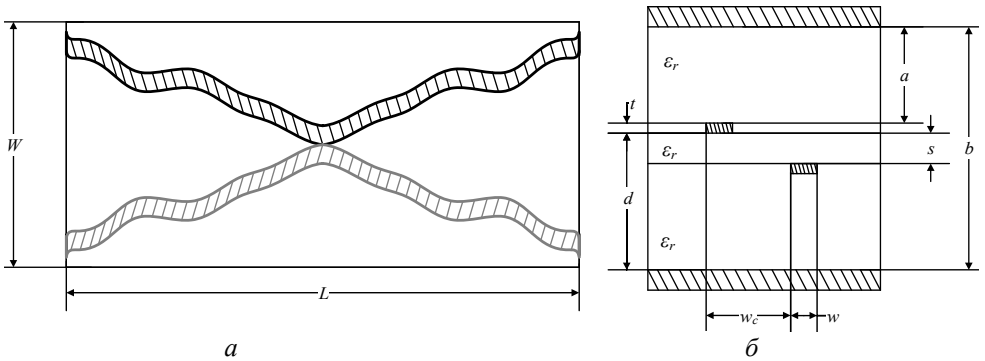
$$\sqrt{Z^{++}Z^{+-}} = Z_0, \tag{1}$$

где Z_0 – волновое сопротивление подводящих линий.

Одной из ключевых характеристик НО является функция коэффициента связи (КС). Она определяет степень связи двух линий. При этом область, вдоль которой коэффициент связи не равен нулю, называется областью связи. Значение КС определяется соотношением (2) [4]:

$$K = \frac{Z^{++} - Z^{+-}}{Z^{++} + Z^{+-}}. \tag{2}$$

На основе выводов, приведённых в [5, 6], для анализа влияния параметров на характеристики был выбран НО на основе нерегулярных однородных (диэлектрическая проницаемость ε_r = 2,2) полосковых связанных линий с комбинированной связью (рис. 1).



а *б*

Рис. 1. Основные геометрические параметры связанных линий с комбинированной связью

Такие линии описываются рядом геометрических параметров, основными из которых являются: ширина W, длина L и высота b камеры связи; ширина w и толщина линий t; расстояние между линиями по горизонтальной w_c и вертикальной s осям и ряд других параметров.

Анализ параметров направленного ответвителя. С целью исследования влияния параметров НО на его характеристики был использован алгоритм, описанный в [6]. Первым параметром НО, который был исследован, являлась топология подводящих линий. Были выбраны 4 варианта: прямые линии; линии, изогнутые под углом 90 град; комбинация прямых и изогнутых линий; топология без подводящих линий. Результат моделирования показал, что степень влияния подводящих линий сводится к согласованию портов устройства. Модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ (рис. 2, *а*) минимален при отсутствии подводящих линий и максимален при использовании изогнутых линий в основном и вторичном каналах. Однако различие в топологиях не вносит значительных искажений в модули коэффициентов ответвления в неизолированный $|S_{31}|$ (рис. 2, *б*) и изолированный $|S_{41}|$ (рис. 2, *в*) порты НО.

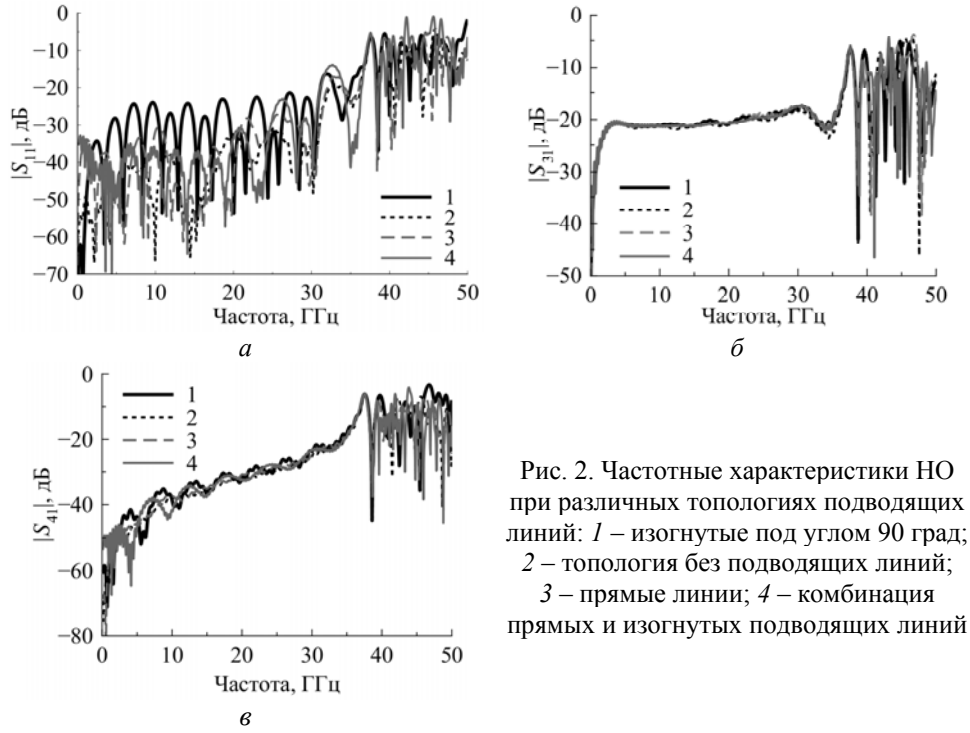


Рис. 2. Частотные характеристики НО при различных топологиях подводящих линий: *1* – изогнутые под углом 90 град; *2* – топология без подводящих линий; *3* – прямые линии; *4* – комбинация прямых и изогнутых подводящих линий

Следующий исследуемый параметр – ширина камеры связи W – выбирался таким образом, чтобы искажения, вносимые боковыми стенками, были минимальными. При малых значениях этого параметра наблюдалось ухудшение согласования (рис. 3, *а*), а также проявление более высокого уровня осцилляций характеристики $|S_{41}|$ (рис. 3, *в*). На модуль коэффициента ответвления в неизолированный порт $|S_{31}|$ влияния практически не оказывается (рис. 3, *б*). Основываясь на этом, можно заключить, что со стороны ширины камеры связи есть некоторое ограничение на минимально допустимое значение и его стоит учитывать при разработке математической модели устройства.

При изменении расстояния между линиями по вертикальной оси *s* брались два варианта толщины диэлектрика 127 и 254 мкм. Дальнейшее увеличение этого параметра приводит к уменьшению максимально возможного коэффициента связи и, следовательно, невозможности построения устройства с заданным уровнем ответвления, хотя при *s* = 254 мкм уже наблюдается некоторое уменьшение $|S_{31}|$ в рабочей области частот (рис. 3, *б*). Помимо этого, заметны искажения на частотах за пределами рабочей области устройства, вызванные появлением высших типов колебаний. Так, для *s* = 254 мкм они проявляются на частоте примерно 180 ГГц, в то время как для *s* = 127 мкм эта частота увеличилась примерно до 230 ГГц. Более очевидным влияние высших типов волн на характеристики НО становится при рассмотрении модуля коэффициента ответвления в изолированный порт $|S_{41}|$ (рис. 3, *в*). При этом модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ (рис. 3, *а*) изменяется незначительно.

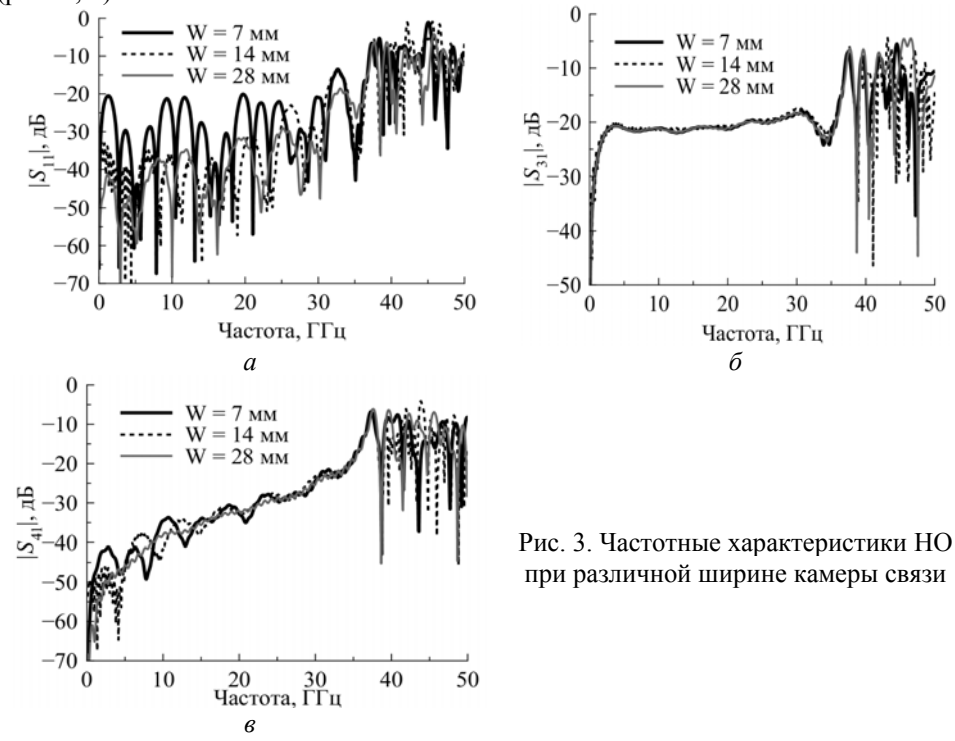
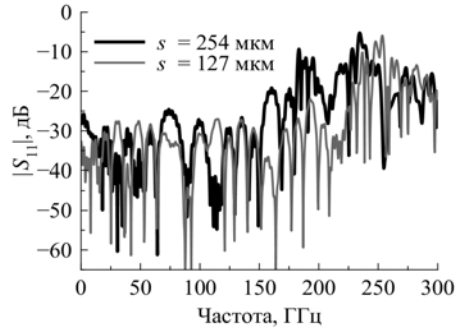


Рис. 3. Частотные характеристики НО при различной ширине камеры связи

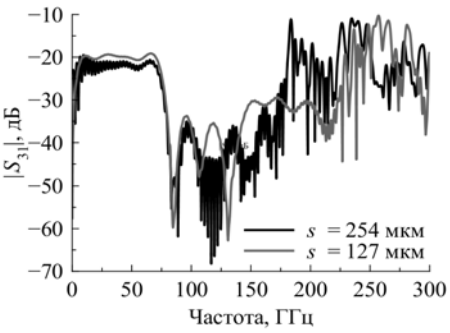
Аналогичное влияние на характеристики НО оказывает и высота камеры связи *b*, изменение которой обеспечивалось изменением толщины верхнего и нижнего диэлектрических слоев при неизменной толщине центрального слоя. Видно, что увеличение высоты камеры связи ведет к уменьшению частоты, на которой проявляются высшие типы колебаний (рис. 5). А их влияние на направленность НО в рабочей области становится очевидным и крайне значительным.

Еще одним немаловажным параметром является толщина линий *t*. Компания Rogers производит материал с металлизацией четырёх разных толщин: 9, 17, 35 и 70 мкм. Изменение толщины линии при неизменных остальных параметрах приводит к изменению параметра *a* – расстояния от линии до верхней стенки камеры связи. По результатам моделирования выяснилось, что изменение этого параметра оказывает такой же эффект, что и изменения высоты камеры связи и толщины центрального слоя диэлектрика, т.е. происходит смещение минимальной частоты появления высших типов колебаний (рис. 6).

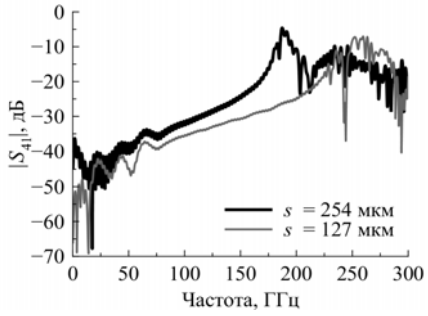
Следовательно, можно заключить, что частота, на которой начинают появляться высшие типы колебаний, зависит от расстояния от линий до верхней и нижней стенок камеры связи.



а

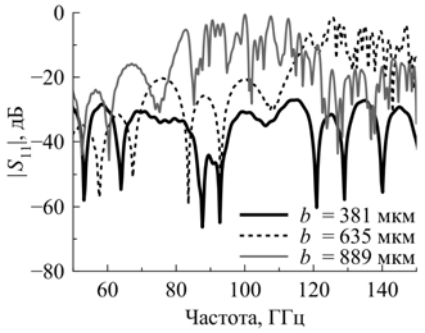


б

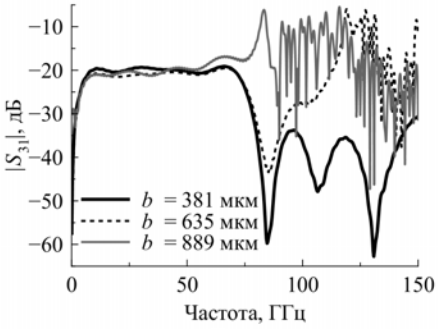


в

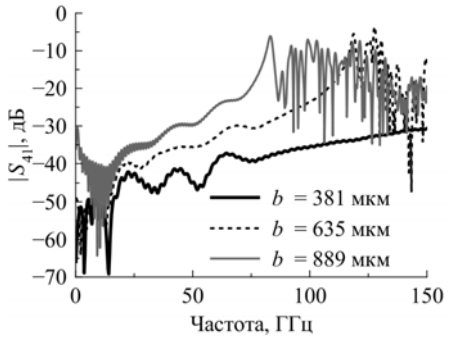
Рис. 4. Частотные характеристики НО при различном расстоянии между линиями по вертикальной оси



а



б



в

Рис. 5. Частотные характеристики НО при различной высоте камеры связи

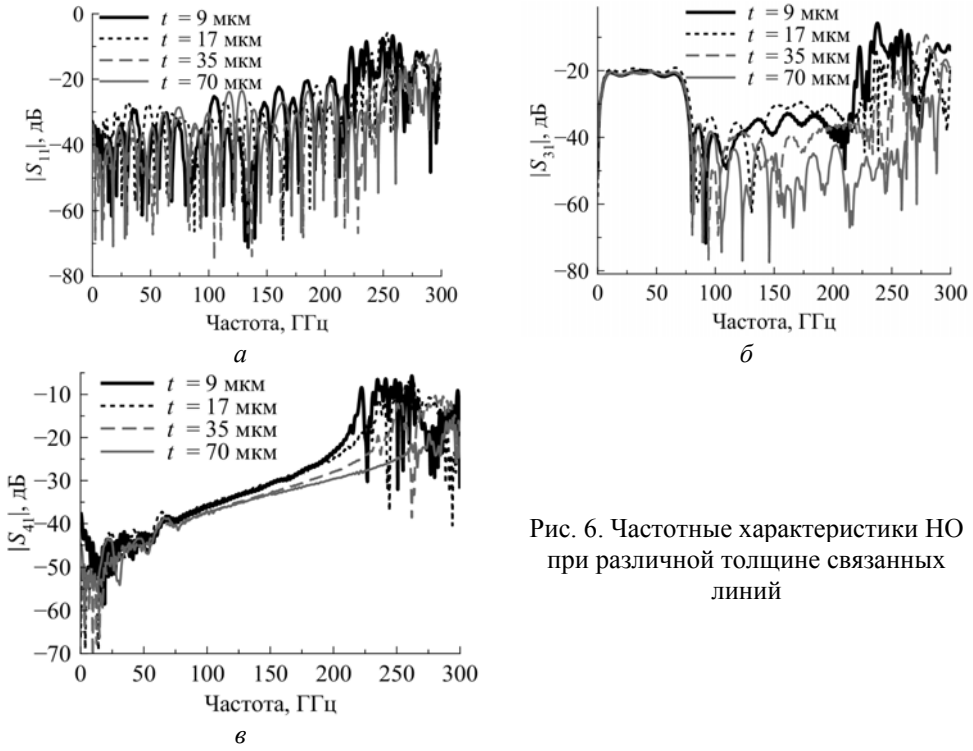


Рис. 6. Частотные характеристики НО при различной толщине связанных линий

Заключение. По результатам проведенного исследования можно сделать вывод о том, что при построении математической модели следует учитывать все геометрические параметры НО, однако особое внимание следует уделить двум параметрам: расстояниям от линии до верхней *a* и нижней стенок камеры связи *d*. При этом улучшение характеристик наблюдается при условии, что эти размеры являются минимальными. Достичь этого возможно двумя способами: уменьшением толщины слоёв диэлектрика и увеличением толщины металлизации *t*. В первом случае мы ограничены возможностями производителя, во втором – технологией производства НО, поскольку, на данный момент, полосковая структура выполняется путем наложения диэлектриков друг на друга, что влечет за собой образование вдоль линий воздушных зазоров, вносящих значительные искажения в характеристики НО.

Литература

1. Филатов А.В., Убайчин А.В., Параев Д.Е. A microwave four-channel null L-band radiometer // Instruments and Experimental Techniques. 2012. Т. 55, № 1. С. 59–64.

2. Филатов А.В., Убайчин А.В., Бомбизов А.А. A two-receiver microwave radiometer with high transfer characteristic linearity // Measurement Techniques. 2013. Vol. 55. № 11. С. 1281–1286.

3. Mongia R. RF and Microwave Coupled-Line Circuits / R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia. London: Artech House microwave library, 2007. 521 p.

4. Мещанов В.П. Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ / В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн. М.: Связь, 1980. 144 с.

5. Гошин Г.Г., Екимов С.Ю., Морозов О.Ю. и др. Анализ и моделирование сверхширокополосного направленного ответвителя СВЧ-диапазона // Доклады ТУСУРа. 2011. Ч. 1, вып. 2(24). С. 201–208.

6. Podlinnov S.A., Popkov A.Yu., Fateev A.V. Design of the directional coupler based on offset coupled striplines // IEEE Trans. On Control and Communications. 2015. P. 1–4.

УДК 621.372

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ПОГОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИММЕТРИЧНЫХ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ

С.М. Стручков, А.Н. Сычев

Представлена методика измерения погонных параметров одинаковых связанных линий с использованием LC-метра. Изготовлен макет микрополосковой структуры и измерены его параметры с последующим пересчетом в матрицы погонных емкостей и индуктивностей. Результаты эксперимента сопоставлены с результатами вычислений, полученными методом конформных отображений с помощью интеграла Кристоффеля–Шварца.

Ключевые слова: симметричные связанные микрополосковые линии, матрица погонных емкостей, матрица погонных индуктивностей, метод конформных отображений, интеграл Кристоффеля–Шварца.

При проектировании полосковых устройств на связанных линиях (направленных ответвителей, фазовращателей, аттенюаторов и т.п.) не всегда есть возможность вычислять с достаточной точностью электрические параметры конструкции (не разработаны сложные компьютерные модели или не известны некоторые значения параметров элементов конструкции), поэтому задача экспериментального определения погонных параметров уже изготовленных полосковых структур – связанных линий передачи – является достаточно актуальной.

Поставленная задача может быть решена двумя путями: а) измерением *S*-параметров на дорогостоящем (ценой около 1 млн руб.) векторном анализаторе цепей с последующей компьютерной экстракцией (извлечением) погонных параметров; б) измерением на недорогом LC-метре абсолютных значений емкостей и индуктивностей в заданных режимах [1] и последующем их преобразовании с пересчётом в погонные параметры. Последний способ видится более привлекательным, поэтому он будет использован в данной работе.

Описание макета. Для проведения эксперимента был изготовлен макет двухпроводной линии передачи. В качестве материала основания выбран двухсторонний фольгированный стеклотекстолит марки FR4-2 1,5 35/35 (толщина подложки – h = 1,5 мм, толщина фольги – t = 35 мкм) площадью 25×200 мм^2. На рис. 1 представлены поперечный разрез макета и обозначения его размеров.

Предварительно до измерения параметров связанных линий, экспериментально определялась диэлектрическая проницаемость материала листа двустороннего фольгированного стеклотекстолита, являющегося основанием полосковой платы макета. Лист имел габариты $a \times b \times h$ = 200×175×1,5 мм^3 и представлял собой плоский конденсатор. Заявленная производителем диэлектрическая проницаемость стеклотекстолита – не более 5,4 на 1 МГц. Измеренная ёмкость этого

конденсатора составила $C = 1070$ пФ. Отсюда вычисление реального значения относительной диэлектрической проницаемости ε_r стеклотекстолита легко выполняется по известной формуле $\varepsilon_r = Ch/\varepsilon_0 ab$, где $\varepsilon_0 = 8{,}854$ пФ/м – абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума:

$$\varepsilon_r = 1070 \times 1{,}5 \times 10^{-3} \Big/ \left(8{,}854 \times 200 \times 10^{-3} \times 175 \times 10^{-3}\right) = 5{,}18 .$$

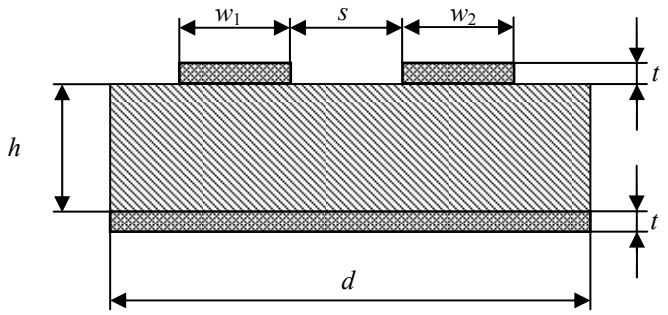


Рис. 1. Поперечный разрез макета микрополосковых связанных линий

Ширина микрополосковых линий была одинаковой и составляла $w_1 = w_2 =$ = 2,35 мм, зазор между полосками s = 0,65 мм, ширина макета d = 25 мм. Для того чтобы минимизировать погрешность измерений, возникающую из-за подводящих линий, длина самого отрезка связанных линий была выбрана достаточно большой – l = 174 мм. Макет изготовлен методом механического фрезерования, его фотография показана на рис. 2.

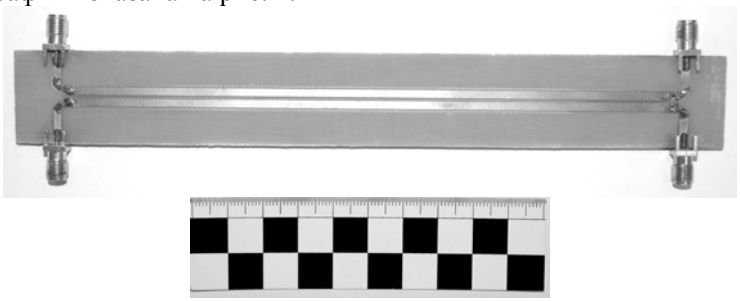


Рис. 2. Фотография макета отрезка микрополосковых связанных линий

Расчет погонных параметров методом конформных отображений. Использован подход моделирования микрополосковых структур численно-аналитическим методом конформных преобразований. Вычисление погонных параметров микрополосковых линий (МПЛ) осуществлялось с помощью нескольких последовательных конформных отображений на канонические области круг и верхнюю полуплоскость с использованием интеграла Кристоффеля–Шварца (ИКШ) [2].

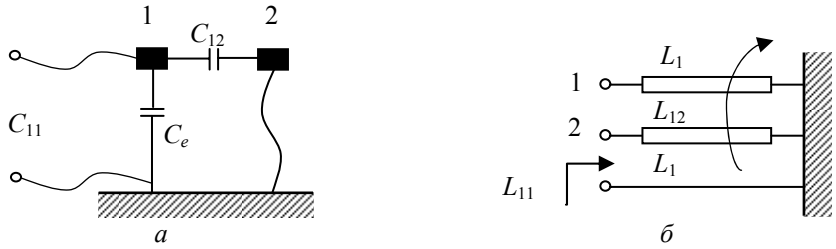
Расчет погонных параметров направлен на определение емкостей линий передачи при чётном и нечетном возбуждениях, при реальном и воздушном диэлектрических заполнениях, из которых выражаются собственная и взаимная частичные емкости, описание расчетов описано в статье [3]. При описанных выше размерах конструкции связанных микрополосковых линий и диэлектрической проницаемости материала платы $\varepsilon_r = 5{,}18$ расчётные погонные параметры оказались следующими:

$$C = \begin{bmatrix} 131{,}3 & -23{,}6 \\ -23{,}6 & 131{,}3 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м} \qquad L = \begin{bmatrix} 0{,}3245 & 0{,}0916 \\ 0{,}0916 & 0{,}3245 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м.}$$

Полученные данные будут использованы при сопоставлении с результатами эксперимента.

Прямые измерения собственных параметров (емкостей, индуктивностей) отрезка линий. Измерения параметров отрезка линий передачи проводились с помощью прецизионного измерителя LCR Agilent E4980A с погрешностью ±0,5%.

Так как изначально используется макет с симметричными проводниками, то для определения элементов главной диагонали – собственных параметров матриц C и L – используем режимы, учитывающие симметрию [4]. При измерении собственной ёмкости одной из линий выполняется короткое замыкание (КЗ) второй линии. При измерении собственной индуктивности одной из линий она замыкается на землю на дальнем конце, а ближний конец другой линии находится в режиме холостого хода (ХХ). Схемы подключений представлены на рис. 3, *а* и *б* соответственно. Результаты измерений для отрезка микрополосковых линий оказались следующими: $C_{11} = C_{22} = 27$ пФ, $L_{11} = L_{22} = 0{,}07$ мкГн.



а *б*

Рис. 3. Схемы прямых измерений собственных параметров связанных линий:
а – емкость; *б* – индуктивность

Косвенные измерения взаимных параметров (емкостей, индуктивностей) отрезка линий. Для определения взаимных параметров, являющихся элементами побочных диагоналей матриц C и L, в измерениях также используются режимы КЗ и ХХ, но в иных комбинациях. Взаимные параметры находятся из косвенных измерений с дополнительной обработкой. При определении взаимной ёмкости предварительно выполняется межлинейное короткое замыкание и измеряется ёмкость этого параллельного соединения $C_{||}$. При определении взаимной индуктивности между линиями они предварительно замыкаются между собой на дальнем конце, и измеряется индуктивность этого встречно-последовательного соединения $L^{\downarrow}_{\uparrow}$. Схемы подключений представлены на рис. 4, *а* и *б*, соответственно.

Заметим, что при косвенных измерениях значение искомой величины получают на основании известной зависимости, связывающей ее с другими величинами, подвергаемыми прямым измерениям. Итак, опираясь на известные зависимости, находим взаимную ёмкость отрезка

$$C_{12} = C_{11} - C_e = C_{11} - C_{||}/2;$$

$$C_{||} = 44 \text{ пФ}; \quad C_{12} = 27 - 44/2 = 5 \text{ пФ}.$$

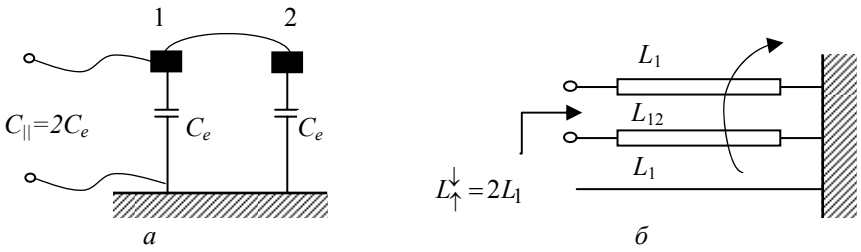


Рис. 4. Схемы косвенных измерений взаимных параметров связанных линий: *а* – емкость; *б* – индуктивность

Взаимная индуктивность находится аналогично из следующего соотношения:

$$L_{12}=L_{11}-L_1=L_{11}-L_{\uparrow}^{\downarrow}/2;$$

$$L_{\uparrow}^{\downarrow}=0{,}13 \text{ мкГн}; \qquad L_{12}=0{,}07-0{,}13/2=0{,}005 \text{ мкГн}.$$

Найденные величины делятся на известную длину проводников – 0,174 м, что позволяет получить значения элементов матриц погонных емкостей и индуктивностей связанных линий:

$$C=\begin{bmatrix}155{,}2 & -28{,}7\\ -28{,}7 & 155{,}2\end{bmatrix}, \text{ пФ/м} \qquad L=\begin{bmatrix}0{,}4023 & 0{,}0287\\ 0{,}0287 & 0{,}4023\end{bmatrix}, \text{ мкГн/м}.$$

В таблице представлен сравнительный анализ полученных данных в результате эксперимента и расчета исследуемой структуры методом конформных отображений с использованием ИКШ, а также методом моментов (программа LINPAR).

Сравнение результатов расчётов с экспериментом

Элементы матриц	Метод конформных отображений [3]	Метод моментов (LINPAR)	Эксперимент
Матрица погонных емкостей (пФ/м)			
$C_{11}=C_{22}$	131,3	130,3	155,2
$C_{12}=C_{21}$	23,6	22,7	28,7
Матрица погонных индуктивностей (мкГн/м)			
$L_{11}=L_{22}$	0,3245	0,3299	0,4023
$L_{12}=L_{21}$	0,0916	0,0962	0,0287

Заключение. Представлена методика измерения погонных параметров симметричных (одинаковых) связанных линий с использованием LC-метра.

Разработан и изготовлен макет четырехпортового (восьмиполюсного) устройства, содержащего отрезок одинаковых связанных микрополосковых линий. С использованием измерителя LCR Agilent E4980A из четырех схем измерений определены его погонные параметры (емкости и индуктивности, собственные и взаимные).

Проанализированы результаты измерений и компьютерных вычислений, базирующихся на методе конформных отображений с помощью интеграла Кристоффеля–Шварца. Данные эксперимента и численного моделирования имеют расхождения. Погрешности в экспериментальных значениях емкостей и индуктивностей объясняются неучтенным влиянием открытого конца МПЛ и индуктивностями закорачивающих перемычек. Учёт указанных факторов на следующем этапе исследования позволит увеличить точность измерений.

Методика может быть обобщена и на случай несимметричных (неодинаковых) связанных линий.

Авторы выражают благодарность А.Г. Лощилову за помощь в проведении измерений.

Литература

1. Справочник по элементам полосковой техники / под ред. А.Л. Фельдштейна. М.: Связь, 1979. 336 с.

2. Сычев А.Н. Вычисление погонных параметров и частотных характеристик микрополосковых линий передач различных видов / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // ЭСиСУ. 2012. Ч. 2. С. 28–31.

3. Стручков С.М. Вычислительные особенности моделирования структур МПЛ методом отображений Кристоффеля–Шварца на различные канонические области / С.М.Стручков, А.Н. Сычев // КрыМиКо'2015. Севастополь, 2015. Т. 1. С. 127–128.

4. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады ТУСУРа. 2014. № 1 (31). С. 39–50.

УДК 621.396.99

АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ К БОРТОВЫМ АНТЕННАМ КОМАНДНО-ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ РАДИОЛИНИИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Р.Р. Вишняков

Рассмотрены основные требования к антеннам командно-телеметрической радиолинии, некоторые особенности их функционирования на борту космического аппарата. На их основании возможен обзор схем построения антенн командно-телеметрической радиолинии космических аппаратов.

Ключевые слова: командно-телеметрическая радиолиния, всенаправленная антенна.

С интенсивным развитием науки и техники космическая промышленность находит все более широкое применение. Аппараты космических исследований помогают решить кардинальные проблемы человечества: познание окружающего мира, поиск ресурсов и др.; народнохозяйственные космические комплексы открывают возможности обеспечения связи в труднодоступных регионах, телевещания и т.д. Поэтому вопрос построения космических аппаратов (КА) остается актуальным. Одной из важнейших задач, которую необходимо решить при построении КА, является управление КА и его контроль с Земли. Для решения этой проблемы разрабатывается командно-телеметрическая радиолиния (КТР), которая в свою очередь выдвигает целый ряд требований к используемой аппаратуре. Частью такой аппаратуры являются антенно-фидерные устройства. Для разработки таких устройств в первую очередь необходимо предъявить требования к ним.

Требования к ширине диаграммы направленности. По своему назначению командно-телеметрические системы должны функционировать на всех режимах и этапах эксплуатации КА. Из них можно выделить 2 режима:

– штатный режим,

– аварийный режим – режим потери ориентации;

при 3 этапах функционирования КА [1]:

– выведение на целевую орбиту,

– ввод в штатную эксплуатацию,

– штатная эксплуатация по целевому назначению,

– выведение из целевого использования.

Кроме того, часто стабилизация КА осуществляется вращением самого спутника относительно оси, перпендикулярной плоскости его орбиты. Поэтому для указанной радиолинии на борту КА на этапе его выведения на орбиту или в случае возникновения аварийного режима обязательна установка (рис. 1) всенаправленных антенн, или слабонаправленных [2, 3].

При штатной ориентации КА для повышения скорости передачи информации через КТР выход передатчика необходимо переключать на направленную антенну [1].

Если, например, ИСЗ выведен на геостационарную орбиту, то он находится постоянно над одной определенной точкой поверхности Земли на высоте, с которой угловой размер Земли составляет около 18 (рис. 2).

Если ИСЗ находится на орбите средней высоты (5...10 тыс. км), то угловой размер Земли с этих высот достигает нескольких десятков градусов, причем спутник непрерывно перемещается относительно поверхности Земли. В этом случае на борту спутника можно установить антенну с ДН, близкой к изотропной [4].

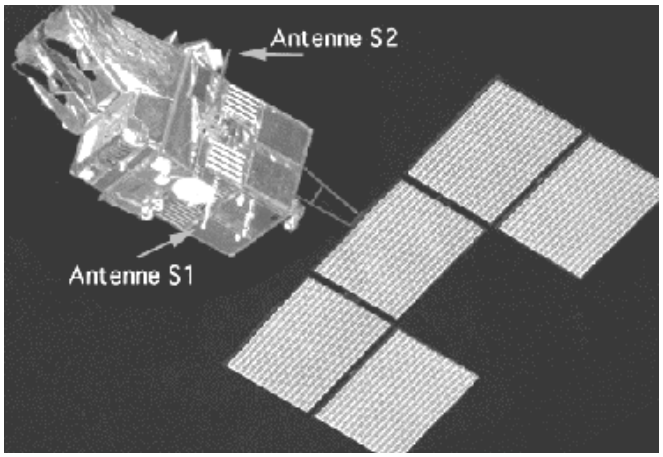


Рис. 1. Расположение антенн командно-телеметрической радиолинии на борту КА

Разработать всенаправленную антенну, которая бы имела изотропную амплитудно-поляризационную диаграмму, – очень сложная задача. Для того, чтобы сравнить реальную диаграмму с изотропной, используют следующие показатели:

– коэффициент заполнения диаграммы направленности антенны $K_{зап}$, который определяется отношением площади сферической поверхности с допустимым КНД ко всей площади сферы, в пределах которой ориентация антенны равновероятна;

– коэффициент поляризационной эффективности радиолинии $К_{эп}$, который определяется отношением мощности радиосигнала в реальной радиолинии к мощности радиосигнала с идеальным согласованием по поляризации.

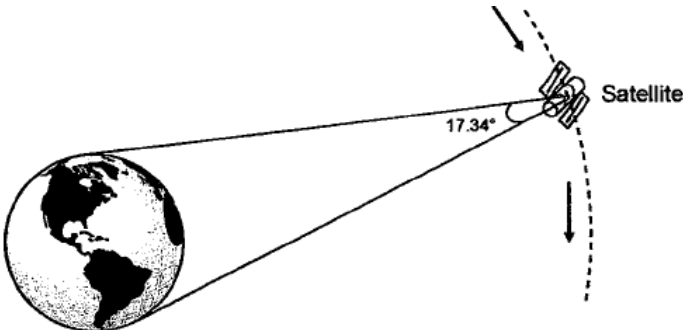


Рис. 2. Угловой размер Земли с геостационарной орбиты

Допустимые значения $K_{зап}$, $K_{эп}$ нормируются в соответствии с заданными требованиями по вероятности связи в условиях наличия или отсутствия вращения (разворотов) КА.

Основная задача такого нормирования заключается в реализации гарантированной передачи сообщения за сеанс связи КА с наземным потребителем в условиях кратковременного отсутствия связи вследствие появления энергетических нулей диаграммы или возникновения ортогональных поляризаций сигнала приемной антенны.

Неравномерность квазиизотропной диаграммы зависит от конструктивного исполнения антенны. Для формирования квазиизотропной антенны используются одиночные линейные излучатели или система из нескольких излучателей, В этом случае необходимо учитывать влияние корпуса КА на диаграмму антенны. Для симметричного корпуса применяется симметричное размещение излучателей с их запиткой в противофазе. Если длина волны намного меньше размеров корпуса КА, то создаются выдвижные (откидные) элементы конструкции, позволяющие удалить систему излучателей антенны от корпуса на приемлемое расстояние, или между излучателями антенны и корпусом КА размещается экран, устраняющий негативное влияние неравномерности геометрической поверхности КА [1].

Требования по частотному диапазону. Для обеспечения связи с КА используются высокие частоты. Как правило, это диапазоны *C*, *X*, *Ku*. Следовательно, рабочие частоты антенн определяются данными диапазонами (табл. 1) [5].

Таблица 1

Диапазоны рабочих частот антенн КТР

Название диапазона	Полоса частот, ГГц	
	Линия «вверх»	Линия «вниз»
C	5,9–8,4	3,7–4,2
X	7,9–8,4	7,25–7,75
Ku	14,0–14,5	12,5–12,75
Ka	27,5–31,0	17,7–19,7

Требования по поляризации. Для уменьшения поляризационных потерь в спутниковых радиолиниях приемные и передающие антенны проектируют с близкой к круговой форме поляризации и одинаковым направлением вращения [1].

Требования по массе. Также предъявляются требования по массе к антенной системе. Относительная масса антенн не должна превышать m_a = 0,008… 0,025; $m_{КА}$ ($5 < m_a < 25$) [6].

Конструктивные требования. Также предъявляются конструктивные требования: в процессе эксплуатации должны сохраняться геометрические размеры: для слабонаправленных антенн – не более 1/8 рабочей длины волны [7].

Кроме всего, необходимо учитывать особенности работы бортовых антенн в условиях полета космического аппарата. Очень важными характеристиками бортовых антенных систем являются максимальная допустимая мощность излучения, сопротивление излучения, входное сопротивление. Эти характеристики определяются геометрическими формами антенн, длиной излучаемой волны и электромагнитными свойствами окружающей среды. Как правило, все антенные системы рассчитываются на работу в некоторых усредненных условиях. Наличие вблизи антенны плазмы с изменяющимися во времени параметрами резко меняет характеристики антенн. Если антенна рассчитана на работу в нейтральной среде, то в присутствии плазмы изменяются входное сопротивление, сопротивление излучения и диаграмма направленности антенн. Высокая проводимость плазмы может закорачивать антенну, резко снижая величину напряженности поля в дальней зоне.

Авторы ряда работ утверждают, что активное входное сопротивление антенн может уменьшаться в десятки раз по сравнению с тем, которое должно быть в нейтральной среде. Реактивная составляющая входного сопротивления также может изменяться в значительных пределах и может принимать как емкостный, так и индуктивный характер. Изменение входного сопротивления антенны вызывает нежелательные явления в фидерном тракте и в выходном каскаде передатчика: резкое увеличение КСВ в фидере, рассогласование нагрузки выходного каскада передатчика и его расстройку по частоте. Все указанные выше явления значительно уменьшают подводимую к антенне и излучаемую электромагнитную энергию. В частности, Л. Бейлин и С. Сильвер в работе «Важность вопросов, связанных с электромагнитными параметрами окружающей среды, для антенн» указывают на значительное влияние рассогласования бортовых антенн (особенно высокодобротных) на ослабление сигналов (до 20–30 дБ) [2].

Учитывая условия работы бортовых антенн, для их изготовления применяют такие материалы, как алюминий, бериллий, инвар, магний и титан. В последнее время все большее применение находят композиционные материалы, такие как углепласты (графито-эпоксидная композиция) [4].

Сведем основные требования к антеннам командно-телеметрической радиолинии в таблицу (табл. 2).

Таблица 2

Основные требования, предъявляемые к антеннам

Требование	Значение	Ед. измерения
Ширина ДН	Всенаправленные/слабонаправленные 18	– град
Коэффициент направленного действия	От 1,5	–
Поляризация	Круговая	–
Частоты работы	*C* 3,7–8,4 *X* 7,25–8,4 *Ku* 12,5–14,5 *Ka* 17,7–31	ГГц ГГц ГГц ГГц
Требования по массе	5–25	Кг
Условия работы	Сохранение характеристик (входное сопротивление, сопротивление излучения, диаграмма направленности) в условиях работы космоса	

По всем основным характеристикам предлагается использование следующих типов антенн с квазиизотропным, слабонаправленным излучением:

– симметричный вибратор;

– цилиндрические спиральные антенны;

– рупорные антенны;

– антенная решетка.

Заключение. В данной статье описаны некоторые особенности выбора и разработки антенн для командно-телеметрической линии связи с космическим аппаратом. Статья может быть полезна тем, кто разрабатывает командно-телеметрические системы космических аппаратов, предъявляет технические задания на разработку бортовых антенн командно-телеметрических радиолиний.

Литература

1. Чеботарев В.Е. Основы проектирования космических аппаратов информационного обеспечения: учеб. пособие / В.Е. Чеботарев, В.Е. Косенко. Красноярск: Изд-во Сиб. гос. аэрокосмич. ун-та, 2011. 488 с.

2. Энергетические характеристики космических радиолиний / Г.П. Вимберг, Ю.В. Виноградов, А.Ф. Фомин и др.; под ред. О.А. Зенкевича. М.: Сов. радио, 1972. 436 с.

3. Радиосистемы управления: учебник для вузов / В.А. Вейцель, А.С. Волковский, С.А. Волковский и др.; под ред. В.А. Вейцеля. М.: Дрофа, 2005. 416 с.

4. Козырев Н.Д. Антенны космической связи: учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1990. 160 с.

5. Akinli C. Telemetry, Tracking, Communications, Command and Data Handling / C. Akinli, M. Gamache, M. Rose, A. Rost, J. Sales, J. Tang, 2004. 62 p.

6. Гущин В.Н. Основы устройства космических аппаратов: учебник для вузов. М.: Машиностроение, 2003. 272 с.

7. Туманов А.В. Основы компоновки бортового оборудования космических аппаратов: учеб. пособие / А.В. Туманов, В.В. Зеленцов, Г.А. Щеглов. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. 344 с.

Секция 6

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

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

УДК 539.216.2

ЛУЧЕВАЯ ПРОЧНОСТЬ И СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОСВЕТЛЯЮЩИХ ПОКРЫТИЙ НА КРИСТАЛЛАХ RKTP

А.С. Котин

Нелинейные кристаллы RKTP (высокоомные $KTiOPO_4$) используются в качестве активных и пассивных элементов электро- и акустооптических устройств. Основным фактором, ограничивающим область применения элементов, является оптическая стойкость к излучению лазера просветляющих покрытий, нанесенных на грани кристаллов. В данной работе предложены и исследованы двухслойные конструкции просветляющих покрытий. Просветляющие покрытия, состоящие из слоев ZrO_2 и SiO_2, были получены методом ионно-лучевого распыления в вакууме.

Ключевые слова: просветляющее покрытие, порог лучевой прочности, ионно-лучевое осаждение.

Высокое омическое сопротивление, высокая лучевая прочность и низкие оптические потери делают кристалл RKTP превосходным нелинейным материалом [1]. Нанесение просветляющих покрытий на грани кристаллов позволяет свести потери света на отражение до минимума. Оптический пробой просветляющих покрытий на нелинейно оптических кристаллах (например, RKTP или другой оптический кристалл) является ограничивающим фактором применения их в лазерных системах с высокой средней и импульсной мощностью. Лучевая прочность кристаллов с покрытиями зависит от ряда факторов, таких как качество полированной поверхности образцов, технологии и материалы просветляющих покрытий [2, 3].

В настоящей работе обсуждаются исследования по созданию двухслойных конструкций просветляющих покрытий для кристаллов RKTP, описывается методика определения их лучевой стойкости и приводятся результаты испытаний образцов.

В качестве материалов слоев просветляющих покрытий для нелинейных кристаллов RKTP использовались диоксиды циркония и кремния. Данные материалы обладают оптимальными характеристиками, такими как показатели преломления и оптические потери, для задач просветления кристаллов RKTP. Дизайн слоев покрытий рассчитывался известным методом матриц Аббелеса [4]. Двухслойная конструкция рассчитывалась для длины волны неодимового твердотельного лазера 1064 нм. Комбинация слоев просветляющих покрытий имеет вид S/HL/A, где S – кристалл RKTP, H – материал с высоким показателем преломления ZrO_2, L – материал с низким показателем преломления SiO_2, A – воздух. Толщина слоев подбиралась оптимизационными методами.

Покрытия наносились на модернизированной вакуумной установке УРМ 3 методом ионно-лучевого распыления мишени диоксида циркония и кремния.

Образцы перед помещением в вакуумную камеру проходили очистку в спиртоэфирной смеси. В ходе работы для всех образцов поддерживались одинаковые режимы нанесения покрытия (остаточное давление в камере, скорость нанесения, энергия ассистирующего источника). Автоматический контроль толщины слоев осуществлялся методом кварцевого монитора.

Спектральные характеристики полученных просветляющих покрытий измерялись на спектрофотометре Shimadzu UV 3600. На рис. 1 представлены спектры отражения кристалла RKTP и просветляющего покрытия. Полученные экспериментальные данные качественно совпадают с расчетными данными. Некоторое расхождение данных наблюдается в точках экстремумов. Расхождения можно объяснить влиянием на измерения спектрофотометра отражения обратной стороны кристаллов, рассеянием света на приборных диафрагмах, а также тем, что при расчетах используются табличные данные показателей преломления материалов, которые отличаются от фактических показателей. Для длины волны 1064 нм коэффициент отражения лучших образцов покрытий составил < 0,2 %.

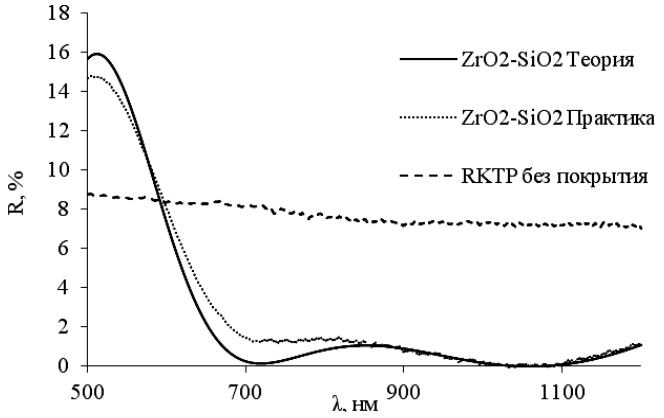


Рис. 1. Теоретические и экспериментальные спектры отражения образцов

Измерение порога лучевой прочности проводились на стенде в режиме одиночного импульса работы лазера. Блок-схема стенда представлена на рис. 2.

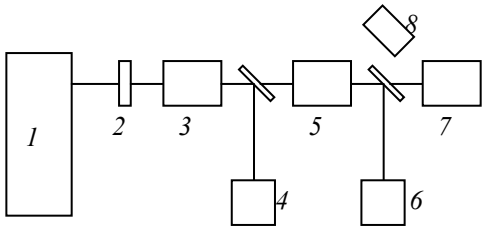


Рис. 2. Блок-схема стенда по измерению порога лучевой прочности просветляющих покрытий: *1* – лазер; *2* – заслонка; *3* – аттенюатор; *4* – болометр; *5* – фокусирующая система; *6* – диагностика пучка; *7* – образец; *8* – система детектирования повреждений

В качестве источника импульсов излучения использовался твердотельный Nd:YAG лазер LOTiS Tii LS-2137/20. Параметры работы лазера представлены в таблице. Регулировка интенсивности выходного излучения лазера осуществлялась аттенюатором на основе лазерной призмы. Излучение лазера *1* с заданной аттенюатором *3* интесивностью, проходя через фокусирующую систему *5*, попадало на образец *7*. Образец крепился на *X-Z* координатный столик.

Параметры работы лазера, используемые при измерениях порога лучевой прочности

Лазер	λ, нм	τ, нс	Диаметр пучка ($1/e^2$), мм
LOTiS Tii LS-2137/20	1064	16	0,4

Диагностика пучка твердотельного лазера, а именно контроль пространственного распределения интенсивности падающего на образец излучения, осуществлялась CCD-камерой Ophir Spiricon Nova. Разрушение покрытия фиксировалось системой детектирования *8*. Система детектирования была собрана на основе He-Ne лазера и CCD-камеры. Излучение He-Ne лазера фиксировалось CCD-камерой после отражения от образца. Критерием разрушения покрытия являлось изменение пространственного профиля интенсивности отраженного пучка He-Ne лазера, снимаемого камерой.

Для количественного определения порога лучевой прочности использовалось значение пороговой плотности энергии излучения лазера, определяемое следующим образом:

$$P_j = \frac{j}{S},$$

где J – пороговая энергия (энергия импульса, выделившаяся к моменту разрушения), Дж; S – эквивалентная площадь воздействия, т.е. площадь эквивалентного светового пятна с равномерным распределением освещенности на уровне $1/e^2$, см^2.

В ходе проведения экспериментов были получены значения порога лучевой прочности просветляющих покрытий до 16 Дж/см^2. Характер разрушения покрытия свидетельствует о том, что основным механизмом разрушения покрытий является локальный термический перегрев.

Заключение. Проведены экспериментальные исследования спектральных характеристик двухслойных конструкций просветляющих покрытий на кристаллах RKTP. Были рассчитаны и оптимизированы слои покрытий, позволяющие получать коэффициент отражения просветляющих покрытий на длине волны 1064 нм менее 0,2%.

Проведено исследование лучевой прочности просветляющих покрытий. Полученные просветляющие покрытия имеют лучевую прочность до 16 Дж/см^2.

Литература

1. Паргачёв И.А. Электрооптические модуляторы лазерного излучения на основе высокоомных кристаллов $KTiOPO_4$ / И.А. Паргачёв, Ю.В. Кулешов, В.А. Краковский, Л.Я. Серебренников и др. // Доклады ТУСУРа. 2012. Т. 26, № 2, ч. 2. С. 90–92.

2. Krol H., Gallais L., Grèzes-Besset C. Influence of polishing and cleaning on the laser-induced damage threshold of substrates and coatings at 1064 nm // Optical Engineering. 2007. Vol. 46, № 2. 023402.

3. Gallais L., Capoulade J., Natoli J.Y., Commandr´e M., Cathelinaud M., Hoc C., Lequime M., ’Laser damage resistance of Hafnia thin films deposited by Electron Beam Deposition, Reactive Low Voltage Ion Plating and Dual Ion Beam Sputtering’// Applied Optics. 2008. Vol. 47, № 13. P. 107–113.

4. Путилин Э.С. Оптические покрытия: учеб. пособие. СПб.: СПбГУ ИТМО, 2010. 227 с.

УДК 535.421:773.93

КОМПЕНСАЦИЯ АСИММЕТРИИ ДИФРАКЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧИРПИРОВАННЫХ ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ФОТОННЫХ КПЖК СТРУКТУР ПУТЕМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО НЕОДНОРОДНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

А.О. Семкин, С.Н. Шарангович

Предложен способ компенсации асимметрии дифракционных характеристик чирпированных голографических фотонных КПЖК структур путем воздействия пространственно неоднородного электрического поля различного вида. Показано, что для каждой области значений величины напряженности электрического поля существует свой оптимальный вид функции неоднородности внешнего воздействия.

Ключевые слова: капсулированные полимером жидкие кристаллы, чирпированные дифракционные решетки.

В настоящее время многие практические задачи в области фотоники, нелинейной оптики и волоконно-оптических систем связи могут быть решены с помощью чирпированных фотонных структур (ЧФС). Ранее в [1] была показана возможность использования ЧФС, голографически сформированных в фотополимерных материалах, для повышения эффективности ввода оптического излучения в полимерное оптическое волокно за счет более широкой угловой апертуры таких структур. Кроме этого, в [2] была показана возможность компенсации неоднородности профиля голографической чирпированной дифракционной решетки с помощью амплитудных профилей записывающих пучков. Введение в фотополимерный материал определенного количества молекул жидкого кристалла (ЖК) позволяет получить композиционный материал – капсулированный полимером жидкий кристалл (КПЖК), оптическими свойствами которого можно управлять в силу свойства молекул ЖК менять свою ориентацию во внешнем электрическом поле. В [3] было показано, что воздействие электрического поля приводит к искажению дифракционной характеристики ЧФС.

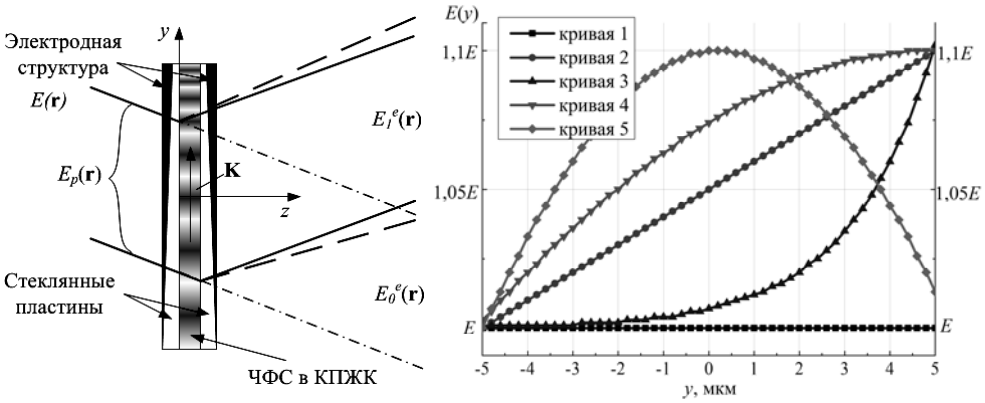
Целью данной работы является исследование компенсации асимметрии дифракционной характеристики ЧФС в КПЖК путем воздействия внешнего электрического поля, имеющего пространственную неоднородность различного вида.

Формирование и считывание голографических фотонных структур в композиционных фотополимерных материалах подробно исследовано теоретически и экспериментально [4–6]. Для описания дифракции оптического излучения на голографических ЧФС в КПЖК воспользуемся результатами работ [7–12]. Будем рассматривать двумерную дифракцию Брэгга квазимонохроматического пучка $E_p(\mathbf{r})$, поляризованного в плоскости главного сечения образца ФПМ-ЖК (необыкновенная волна), на ЧФС (рис. 1, *а*). Направление периодического возмущения диэлектрической проницаемости задается вектором $\mathbf{K}$, который в силу неоднородности ЧФС представляется функцией от координат $\mathbf{K} = \mathbf{K}(\mathbf{r})$. Пространственная неоднородность внешнего электрического поля задается особой топологией электродной структуры (на рис. 1, *а* приведена электродная структура для линейной зависимости). Неоднородность внешнего воздействия разного вида будем описывать следующим выражением:

$$E(y) = \mathrm{ch}[c \cdot (s \cdot y - t)]^{-1} - g\,, \qquad (1)$$

где y – координата, направленная вдоль вектора решетки; c, s, t, g – коэффициенты аппроксимации.

Вид функции неоднородности внешнего электрического поля $E(y)$ при апертуре падающего пучка 1 см при разных коэффициентах аппроксимации приведен на рис. 1, *б*, кривая *1* соответствует пространственно однородному воздействию, кривая 2 – линейно неоднородному, аналогичному [3]. Функция (1) принимает вид возрастающей, выпуклой вниз функции (кривая 3 на рис. 1, *б*) при $c=2{,}7$; $s=-2$; $t=-2{,}1$; $g=1$. Кривая *4* на рис. 1, *б* соответствует возрастающей выпуклой вверх функции, $c=0{,}46$; $s=-1$; $t=-0{,}5$; $g=0{,}1$. Колоколообразный вид (кривая *5*) функция (1) принимает при $c=1{,}8$; $s=-0{,}5$; $t=-0{,}01$; $g=0{,}1$.



а *б*

Рис. 1. Неоднородное внешнее электрическое поле: *а* – геометрия дифракции и электродная структура; *б* – вид функции неоднородности внешнего воздействия

Возмущение тензора диэлектрической проницаемости образца в силу его малости по отношению к невозмущенному тензору $\hat{\varepsilon}_0$ представим в виде суммы:

$$\hat{\varepsilon}(\mathbf{r}) = \hat{\varepsilon}_0 + \Delta\hat{\varepsilon}(\mathbf{r}) + \Delta\hat{\varepsilon}_e(\mathbf{r}), \qquad (2)$$

где $\Delta\hat{\varepsilon}_a(\mathbf{r})$ – периодическое возмущение диэлектрической проницаемости образца, обусловленное записью ЧФС; $\Delta\hat{\varepsilon}_e(\mathbf{r})$ – плавное возмущение диэлектрической проницаемости образца, обусловленное воздействием внешнего пространственно неоднородного электрического поля $E(y)$ (см. рис. 1, *б*).

$$\Delta\hat{\varepsilon}(\mathbf{r}) = 0.5\Delta\hat{\varepsilon}[U_0 U_m(\mathbf{r})\exp[i\cdot\varphi(\mathbf{r})]], \qquad (3)$$

где U_0, $U_m(\mathbf{r})$ – амплитуда возмущения диэлектрической проницаемости и нормированный амплитудный профиль; $\varphi(\mathbf{r})$ – фазовый профиль, который в случае ЧФС может быть представлен в виде $\varphi(\mathbf{r}) = \mathbf{K}(\mathbf{r})\cdot\mathbf{r}$; $\Delta\hat{\varepsilon}$ – возмущение тензора $\hat{\varepsilon}_0$, соответствующее $U_0 = 1$; $\mathbf{r}$ – радиус-вектор.

Воздействие на ЧФС внешнего поля приводит к изменению диэлектрической проницаемости, что обусловлено переориентацией директора ЖК в электрическом поле под действием эффекта Фредерикса [13–15]. Поскольку в рассматриваемой среде имеет место статистическое распределение преимущественной ориентации молекул ЖК в «капсулах» [13], соответствующее изменение диэлектрической проницаемости представим в виде статистически усредненного тензора

$$\left\langle \Delta\hat{\varepsilon}_e(\mathbf{r},E)\right\rangle = -\Delta\varepsilon\int_{0}^{\pi}\int_{-1}^{1}\mathbf{C}(\mathbf{r},E)\mathbf{C}(\mathbf{r},E)p(\alpha)q(\phi)d\alpha d\phi\,, \qquad (4)$$

где $\mathbf{C}(\mathbf{r},E)$ – распределение направления ориентации директора жидкого кристалла; $\langle ... \rangle$ означает статистическое усреднение.

В выражении (4) введены гауссовы функции распределения директора в квазиэллипсоидальной капсуле ЖК5:

$$p(\alpha) = A\exp\left[-(\alpha-\overline{\alpha})^2/2\sigma_\alpha^2\right],\;\; q(\phi) = B\exp\left[-(\phi-\overline{\phi})^2/2\sigma_\phi^2\right], \qquad (5)$$

где α, ϕ – углы ориентации молекул ЖК в капсуле; $\overline{\alpha}$, $\overline{\phi}$ – средние значения; σ_α, σ_ϕ – среднеквадратичные отклонения.

Изменение ориентации директора ЖК под действием электрического поля в каждой пространственной точке будет задаваться углом отклонения от его начального направления. Поскольку рассматриваемая среда представляет собой набор «капсул» ЖК, взвешенных в объеме полимера, для определения распределения угла поворота «капсул» в образце $\gamma(\mathbf{r})$ воспользуемся теоретической моделью, разработанной в [13]:

$$\gamma(\mathbf{r},E) = \psi(\mathbf{r}) + \frac{1}{2}\cdot\mathrm{arctg}\left[\frac{\sin\left[2\vartheta_0(\mathbf{r})\right]}{e^2+\cos\left[2\vartheta_0(\mathbf{r})\right]}\right], \qquad (6)$$

где $\psi(\mathbf{r})$ – угол ориентации вектора $\mathbf{E}$ внешнего электрического поля; $\vartheta_0(\mathbf{r}) = \gamma_0 - \psi(\mathbf{r})$ – угол между векторами $\mathbf{E}$ и $\mathbf{C}$ в начальный момент времени; $e = |\mathbf{E}|R\sqrt{\Delta\overline{\varepsilon}/K(5{,}7\delta^2+2{,}1\lambda)}$ – параметр, характеризующий действие электрического поля на биполярную каплю ЖК; R – радиус капли; δ – эксцентриситет капли; $\lambda = RW_a/K$ – параметр поверхностного сцепления; W_a – коэффициент азимутального поверхностного сцепления; K – коэффициент упругости Франка; $\Delta\overline{\varepsilon}$ – эффективная диэлектрическая анизотропия биполярной капли.

Критическая напряженность электрического поля, при которой будет наблюдаться эффект Фредерикса, определяется выражением

$$Ec = \frac{1}{R}\cdot\left(\frac{5{,}7K\delta^2+2{,}1W_aR}{\Delta\overline{\varepsilon}}\right)^{1/2}. \qquad (7)$$

В рассматриваемом случае дифракции Брэгга необыкновенных волн на решетке (2) суммарное оптическое поле в образце может быть представлено аналогично [7] в виде

$$E_s(\mathbf{r},E) = \sum_{i=0,1}\mathbf{e}_iE_i^e(\mathbf{r},E)\exp\left[i(\omega_it - \int\mathbf{k}_i\cdot d\mathbf{r})\right], \qquad (8)$$

где $\mathbf{e}_i$, $\mathbf{k}_i$, ω_i – векторы поляризации, волновые векторы и частоты прошедшего $E_0^e(\mathbf{r},E)$ и дифрагировавшего в первый порядок $E_1^e(\mathbf{r},E)$ пучков.

Амплитудные распределения $E_{0,1}^e(\mathbf{r},E)$ могут быть найдены из решения системы уравнений связанных волн (УСВ) [7]:

$$\mathbf{N}_{r0}^e\cdot\nabla E_0^e(\mathbf{r},E) = -iC_1^e(\mathbf{r},E)U_m^*(\mathbf{r})E_1^e(\mathbf{r},E)\exp(+i\int_0^r\Delta K(\mathbf{r},E)dr)\,, \qquad (9)$$

$$\mathbf{N}^e_{r1}\cdot\nabla E^e_1(\mathbf{r},E)=-iC^e_0(\mathbf{r},E)U_m(\mathbf{r})E^e_0(\mathbf{r},E)\exp(-i\int_0^r\Delta K(\mathbf{r},E)dr)\,, \qquad (10)$$

где $C^e_i(\mathbf{r},E)=\frac{1}{4}\frac{\omega\cdot U_0}{c_c n^e_i(\mathbf{r},E)}\mathbf{e}^e_1(\mathbf{r})\cdot\Delta\hat{\varepsilon}(\mathbf{r},E)\cdot\mathbf{e}^e_0(\mathbf{r})$ – амплитудные коэффициенты связи; $\mathbf{N}^e_{r0,1}$ – групповые нормали; c_c – скорость света; $\Delta K(\mathbf{r})$ – модуль пространственно неоднородного локального вектора фазовой расстройки $\Delta\mathbf{K}(\mathbf{r},E)=\mathbf{k}_0(\mathbf{r},E)-\mathbf{k}_1(\mathbf{r},E)+\mathbf{K}(\mathbf{r})$, характеризующей изменение геометрии дифракции вследствие воздействия электрического поля и изменения периода ЧФС. Величина $\Delta K(\mathbf{r})$ определяется аналогично [7].

Показатели преломления $n^e_{0,1}(\mathbf{r},E)$ для дифрагирующих световых пучков определяются:

$$n^e_i(\mathbf{r},E)=n_o n_e\left[n_e^2\cdot\sin^2(\gamma(\mathbf{r},E)\pm\theta^e_i(\mathbf{r}))+n_o^2\cdot\cos^2(\gamma(\mathbf{r},E)\pm\theta^e_i(\mathbf{r}))\right]^{-1/2}, \qquad (11)$$

где $\theta^e_i(\mathbf{r})$ – углы падения и дифракции необыкновенных волн.

Решение задачи дифракции будем искать для однородного амплитудного профиля $U_m(\mathbf{r})=1$ и квазиквадратичного фазового фронта $\varphi(\mathbf{r})$. Рассмотрим случай, когда $\nabla\varphi(\mathbf{r})$ направлен вдоль вектора решетки $\mathbf{K}$ (см. рис. 1, *а*), что соответствует ЧФС. В данном случае фазовый профиль ЧФС, входящий в (3), можно представить в виде разложения в ряд Тейлора, ограничившись квадратичным членом:

$$\varphi(\mathbf{r})=\varphi_0+\nabla\varphi\cdot\mathbf{r}+0{,}5\nabla^2\varphi\cdot\mathbf{r}^2\,, \qquad (12)$$

где $\nabla\varphi=K_0$ – среднее значение модуля вектора $\mathbf{K}$; $0{,}5\nabla^2\varphi$ – отклонение модуля вектора $\mathbf{K}$ от среднего значения, обусловленное неоднородностью фазового профиля ЧФС.

Подставляя (12) в (3), рассматривая однородный амплитудный профиль $U_m(\mathbf{r})=1$, найдем решение системы (9)–(10) аналогично [7] в апертурных координатах ξ_0, ξ_1 без учета затухания света. Тогда распределение амплитуды дифракционного светового поля на выходе образца КПЖК можно записать в следующем виде:

$$E_1(\eta)=-i\frac{C_1U_0L}{2\upsilon_1}\int_{-1}^{+1}\left\{\begin{array}{l}\exp\left[\delta m(1-y)+\delta^2 n(1-y^2)\right]\times\\ \times\left[\Phi\left(\frac{d}{a},1;a\delta^2\frac{\upsilon_1}{\upsilon_0}(1-y)^z\right)E_0\left(\frac{\delta(1-y)}{\upsilon_0}-\frac{\eta}{\upsilon_1}\right)\right]\end{array}\right\}dy\,, \qquad (13)$$

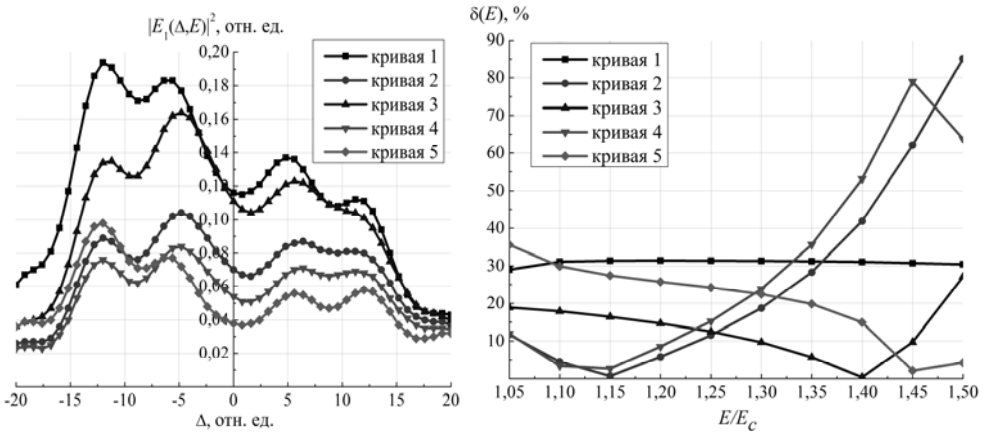
где $\Phi(a,c,z)$ – вырожденная гипергеометрическая функция первого рода; L – толщина образца, остальные обозначения приведены в [7].

Для анализа полученного решения и зависимостей амплитуды дифракционного поля от вида функции внешнего воздействия будем рассматривать падение плоской монохроматической волны единичной амплитуды на ЧФС. Введем относительную фазовую расстройку $\Delta=f(\delta\theta)$, где $\delta\theta=\theta-\theta_Б$ – отклонение угла падения плосковолновых компонент считывающей волны от угла Брэгга $\theta_Б$. Для количественной оценки компенсации асимметрии характеристики ЧФС внешним воздействием различной формы (см. рис. 1, *б*), в зависимости от величины воз-

действия, оценим симметрию зависимости $|E_1(\Delta,E)|^2$ относительно прямой $\Delta=0$ по следующему выражению:

$$\delta(E)=\left(\int\limits_{-20}^{0}|E_1(\Delta,E)|^2\,d\Delta-\int\limits_{0}^{20}|E_1(\Delta,E)|^2\,d\Delta\right)\cdot\left(\int\limits_{-20}^{0}|E_1(\Delta,E)|^2\,d\Delta\right)^{-1}\cdot 100\%\,. \quad (14)$$

На рис. 2, *а* приведены результаты численного моделирования зависимости $|E_1(\Delta,E)|^2$ от относительной фазовой расстройки Δ и для амплитудно-однородной ЧФС, имеющей фазовый профиль, которому соответствует $0{,}5\nabla^2\varphi=2{,}5\cdot10^5$ для функций $E(y)$ различного вида, при $E=1{,}1E_c$ и для длины волны излучения $\lambda=1{,}55$ мкм. На рис. 2, *б* приведены результаты моделирования зависимости $\delta(E)$ для данной ЧФС при разных $E(y)$ и разных величинах внешнего воздействия.



а *б*

Рис. 2. Результаты численного моделирования: *а* – дифракционная характеристика ЧФС при внешнем воздействии разного вида при $E=1{,}1E_c$; *б* – степень асимметрии характеристики при разных видах внешнего воздействия

Нумерация кривых на рис. 2 соответствует типам функций воздействия, приведенным на рис. 1, *б*.

Из анализа рис. 2 видно, что однородное воздействие различной величины (кривая *1*) обусловливает асимметрию характеристики на уровне около 31% (рис. 2, *б*). Компенсацию асимметрии характеристики до уровня не более 10% обеспечивают линейно неоднородное воздействие (кривая *2*) и возрастающая, выпуклая вверх функция (кривая *4*), однако только при величинах напряженности внешнего поля $E=1\div1{,}25E_c$. При величине $E>1{,}35E_c$ степень неоднородности характеристики ЧФС для данных типов воздействий резко возрастает. С другой стороны, компенсацию асимметрии до того же уровня при величинах напряженности внешнего поля $E=1{,}3\div1{,}5E_c$ и более обеспечивают возрастающая, выпуклая вниз (кривая *3*) и колоколообразная (кривая *5*) функции внешнего воздействия.

Поскольку воздействие пространственно неоднородного электрического поля приводит к изменению геометрии дифракции света на ЧФС в каждой пространственной точке, наиболее симметричной дифракционная характеристика

будет в условиях, когда неоднородность фазового профиля ЧФС будет компенсироваться неоднородностью, обусловленной внешним воздействием сложной формы.

Таким образом, в работе показано, что свой оптимальный вид функции неоднородности внешнего воздействия $E(y)$ существует для каждой области значений величины напряженности внешнего поля. Данный эффект обусловлен неоднородностью фазового профиля рассматриваемой ЧФС.

Работа выполнена в рамках базовой части госзадания Минобрнауки РФ на 2015 год (проект № 3642).

Литература

1. Dovolnov E.A. Theoretical and experimental investigation of photopolymer chirped gratings formation / E.A. Dovolnov, S.N. Sharangovich, J.T. Sheridan // OSA Trends in Optics and Photonics Series (TOPS). 2005. Vol. 99. P. 337–342.

2. Dovolnov E.A. Holographic compensation of amplitude non uniformities of photopolymer chirped gratings / E.A. Dovolnov, S.N. Sharangovich // Proc. Of SPIE. 2006. Vol. 6187. P. 6187L-1–6187L-7.

3. Семкин А.О. Взаимодействие оптического излучения с неоднородными голографическими фотонными структурами в капсулированных полимером жидких кристаллах при воздействии пространственно неоднородного внешнего электрического поля / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Фотоника нано- и микроструктур: матер. 3-й Междунар. школы-семинара. Томск: Изд-во ТУСУРа, 2015. С. 35.

4. Dovolnov E.A. Analytical model of the recording process of transparent holographic gratings in photopolymers with photoinduced absorption / E.A. Dovolnov, S.N. Sharangovich // Proc. Of SPIE. 2002. Vol. 5129. P. 236–242.

5. Dovolnov E.A. Record and postexpositional self-amplification of holographic grating in photopolymer films with light-induced optical attenuation / E.A. Dovolnov, S.N. Sharangovich // Proc. Of SPIE. 2003. Vol. 5104. P. 116–127.

6. 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.

7. Кушнарев И.Н. Сильное акустооптическое взаимодействие пучков в оптически неоднородных кристаллах / И.Н. Кушнарев, С.Н. Шарангович // ЖТФ. 1993. Т. 63, № 2. С. 24–42.

8. Ноздреватых Б.Ф. Векторная модель дифракции света на электрически-управляемых неоднородных дифракционных структурах в фотополимеризующихся жидкокристаллических композиционных материалах / Б.Ф. Ноздреватых, С.В. Устюжанин, С.Н. Шарангович // Доклады ТУСУРа. 2007. Т. 2. С. 192–197.

9. Ноздреватых Б.Ф. Дифракционные характеристики пропускающих неоднородных фотонных структур в фотополимеризующихся жидкокристаллических композиционных материалах / Б.Ф. Ноздреватых, С.В. Устюжанин, С.Н. Шарангович // Доклады ТУСУРа. 2010. Т. 1, № 2. С. 109–117.

10. 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.

11. 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.

12. 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.

13. Афонин О.А. Влияние конечной азимутальной энергии поверхностного сцепления на переход Фредерикса в каплях нематика с биполярной структурой / О.А. Афонин, В.Ф. Названов // Письма в ЖТФ. 1998. Т. 24, № 11. С. 87–94.

14. Устюжанин С.В. Дифракция световых пучков на неоднородной ФПМ-ЖК-голографической структуре с учетом статистики ЖК-молекул / С.В. Устюжанин, С.Н. Шарангович // Изв. вузов. Физика. 2008. Т. 51, № 9/3. С. 171–172.

15. Сонин А.С. Введение в физику жидких кристаллов. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1983. 320 с.

УДК 535.568

ТЕМПЕРАТУРНАЯ ЗАВИСИМОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА КОНТРАСТНОСТИ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИХ ЗАТВОРОВ, ОСНОВАННЫХ НА КРИСТАЛЛЕ RKTP, ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ МАТЕРИАЛОВ КОРПУСА И ТЕХНОЛОГИЙ СБОРКИ

О.Т. Важинский, К.С. Важинская, И.А. Паргачёв, Л.Я. Серебренников, В.А. Краковский

Приведены теоретическая и экспериментальная зависимости пропускания света ячейки Поккельса, основанной на кристалле RKTP, от температуры. Также рассмотрено влияние температуры и технологии сборки электрооптических затворов на коэффициент контрастности.

Ключевые слова: электрооптический затвор, кристалл RKTP.

Электрооптические (ЭО) затворы на основе высокоомного кристалла $KTiOPO_4$ (RKTP) применяют для модуляции добротности резонаторов лазеров. При работе последнего возникает множество нежелательных и побочных явлений таких как конвекционные потоки воздуха, различные механические колебания изменения температуры среды и т.д. Все эти эффекты влияют на корректную работу ЭО затвора. Влияние температурного воздействия на фазовый сдвиг между двумя волнами, распространяющимися вдоль кристаллографической оси *x*, определяется соотношением [1]

$$\Gamma = \frac{2\pi}{\lambda}(n_z - n_y)L_0 + \frac{2\pi}{\lambda}\left(\left(\frac{dn_z}{dT} - \frac{dn_y}{dT}\right)L_0 + (n_z - n_y)\frac{dL}{dT}\right)\Delta T\,. \qquad (1)$$

Для проведения исследований температурной зависимости коэффициента контрастности ЭО затворов и фазовой характеристики ЭО элементов использовалась экспериментальная установка, схема которой представлена на рис. 1.

Лазерное излучение, генерируемое лазером (*1*) Nd:YAG (λ = 1,064 мкм), проходит через призму Глана–Тэйлора (*2*). Таким образом, лазерное излучение на входе в электрооптический модулятор (*5*) имеет линейно поляризованный свет. Исследуемый образец помещается в термическую камеру (*4*). К омическим контактам кристаллов подключается источник высокого напряжения (*6*). Температу-

ра внутри термокамеры фиксируется датчиком температуры, представляющим термопару, подключенную к универсальному вольтметру (*3*). Внутри камеры датчик температуры располагается на креплении, где установлен затвор. Нагрев осуществляется с помощью элемента Пельтье, имеющего прямой контакт с фиксатором модулятора. Анализатор (*7*) устанавливается в скрещенное положение относительно поляризатора (*2*). В качестве фотодетектора используется цифровая камера Spiricon SP620U.

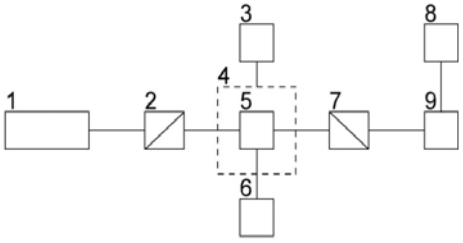


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: *1* – Nd:YAG лазер (λ = 1,064 мкм); *2*, *7* – поляризатор; *3* – термометр (АКИП вольтметр универсальный В7-78/1); *4* – термокамера; *5* – ЭО модулятор; *6* – источник высокого напряжения (плазон ИВНР 5–50); *8* – ЭВМ; *9* – фотодетектор (Spiricon SP620U)

В первом эксперименте исследовалась температурная зависимость пропускания света ячейкой Поккельса, основанной на кристалле RKTP, от температуры. ЭО элемент представляет собой параллелепипед с габаритными размерами 6×6×10 мм^3. Диапазон изменения температуры составил 4 °С: нижний предел 23,4 °С и верхний предел 27,4 °С. В ходе проведенных измерений была получена экспериментальная зависимость, представленная на рис. 2. Также на рисунке приведен график теоретической зависимости пропускания ЭО элемента (закон Малюса), определяемой выражением

$$I(T) = I_0 \cos^2\left(\frac{\Gamma(E)}{2}\right). \qquad (2)$$

Для теоретической оценки используются коэффициенты линейного температурного расширения и термооптические коэффициенты из [2, 3].

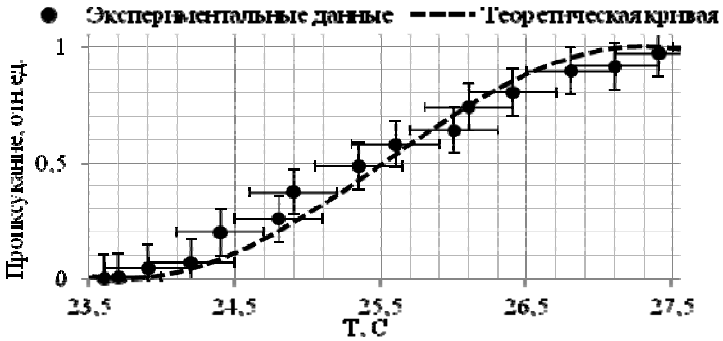


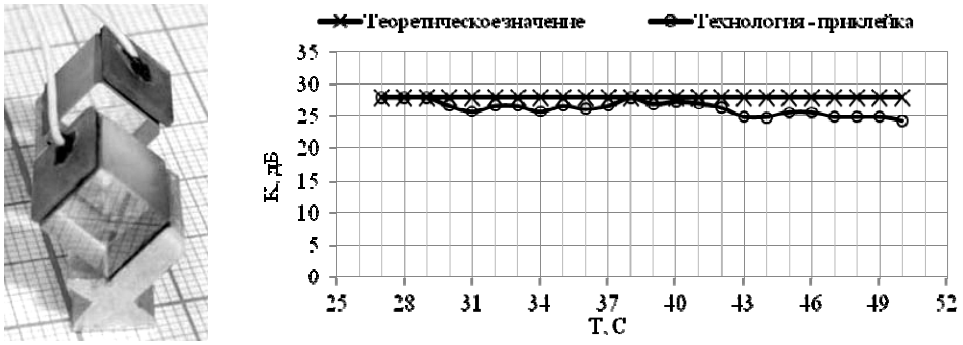
Рис. 2. Экспериментальная и теоретическая кривые зависимости пропускания ЭО элемента на базе кристалла RKTP от температуры

Как видно (рис. 2), экспериментальная кривая хорошо согласуется с теоретической зависимостью. Из полученных экспериментальных данных можно сделать следующие выводы: ячейка Поккельса, основанная на кристалле RKTP, переходит из полностью закрытого в полностью открытое состояние при изменении температуры на 4 °С . Таким образом, для использования ячейки Поккельса в

устройствах, подверженных температурному воздействию, её необходимо термостатировать.

С целью устранения температурного влияния на разность фаз и соответственно на работу электрооптического затвора используется так называемая схема включения с температурной стабилизацией [4]. В такой схеме элементы, из которых изготавливается затвор, имеют одинаковую длину. Элементы затвора устанавливаются таким образом, чтобы кристаллографическая ось, вдоль которой распространяется лазерное излучение, была соосной в обоих элементах, а кристаллографические оси *Z* взаимно перпендикулярны. Температурная компенсация в такой схеме достигается за счет того, что при изменении температуры среды длины элементов пропорционально увеличатся. А ортогональное расположение осей позволяет скомпенсировать температурное изменение показателей преломления.

Во втором эксперименте исследовалась температурная зависимость коэффициента контрастности ЭО затвора, собранного по термокомпенсирующей схеме (рис. 3, *а*). Материал корпуса – сталь. Технология сборки – приклейка кристаллических элементов эпоксидным клеем с токопроводящими примесями к металлическому основанию. Диапазон изменения температур составил 23 °С, от нижнего предела 27 °С до верхнего предела 50 °С.

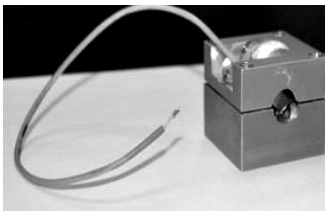


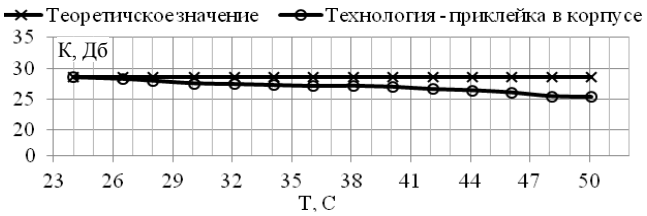
а *б*

Рис. 3. Внешний вид ЭО затвора, собранного по термокомпенсирующей схеме, – *а*; график зависимости коэффициента контрастности ЭО затвора – *б*

Как видно (рис. 3, *б*), экспериментальные данные не совпадают с теоретической зависимостью. Это можно объяснить несовершенством сборки затвора, а также образованием градиента показателя преломления вследствие появления механических напряжений внутри кристаллических элементов. Механические напряжения обусловлены различными коэффициентами термического расширения металлического основания и кристаллических элементов, закрепленных с помощью клеевого состава. Угловая подстройка ЭО затвора при температуре 50 °С не привела к восстановлению первоначальных параметров, что является одним из подтверждений выдвинутого предположения.

Также затворы, собранные по этой технологии, прошли цикл климатических испытаний. Образцы нагревались до +65 °С, а затем охлаждались до –60 °С. В результате эксперимента у 80% затворов кристаллические элементы получили механические повреждения (трещины, разрывы и т.д.) или изменилось их взаимное расположение на металлическом основании.



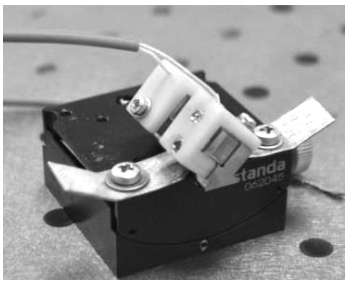


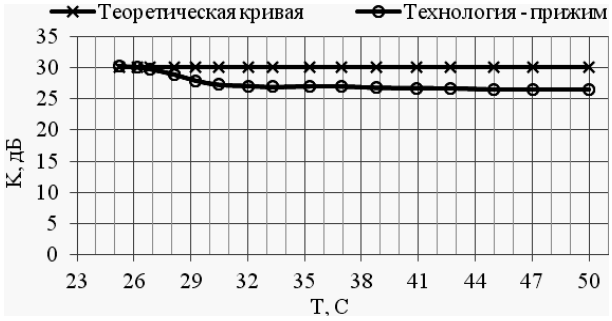
а *б*

Рис. 4. Внешний вид ЭО затвора, собранного по термокомпенсирующей схеме, установленного в кожухе, – *а*; график зависимости коэффициента контрастности ЭО модулятора, помещенного в кожух, от температуры – *б*

В третьем эксперименте исследовалась температурная зависимость коэффициента контрастности того же ЭО затвора и дополнительно помещенного в металлическую кювету (рис. 4, *а*). Кювета выполнена из алюминия и представляет собой полую сферу с отверстиями для лазерного пучка. Диапазон изменения температур составил 26 °С, от нижнего предела 24 °С до верхнего предела 50 °С.

Как видно (рис. 4, *б*) экспериментальные данные не совпадают с теоретической зависимостью. Несоответствие экспериментальных данных и теоретической зависимости объясняется аналогично предыдущему эксперименту. Кривая, построенная на основании экспериментальных данных для данной технологии сборки, является более пологой. Угловая подстройка ЭО затвора при максимальной температуре как и в первом эксперименте, не привела к восстановлению параметров ЭО затвора.





а *б*

Рис. 5. Внешний вид ЭО затвора, собранного по термокомпенсирующей схеме, установленного в кожухе, – *а*; график зависимости коэффициента контрастности ЭО модулятора, помещенного в кожух, от температуры – *б*

В четвертом эксперименте исследовалась температурная зависимость коэффициента контрастности ЭО затвора, собранного по термокомпенсирующей схеме (рис. 5, *а*). Материал корпуса – алюминий. Технология сборки – механическая фиксация кристаллических элементов к основанию с помощью диэлектрических прижимов. Диапазон изменения температур составил 26 °С, от нижнего предела 24 °С до верхнего предела 50 °С.

Как видно (рис. 5, *б*), экспериментальные данные также не соответствуют теоретической зависимости. Однако параметры ЭО затвора восстанавливаются после повторной настройки в оптической схеме, при максимальной температуре. Затворы, собранные по этой технологии, также подвергалась климатическим ис-

пытаниям. Образцы нагревались до +65 °С, а затем охлаждались до –60 °С. В результате эксперимента ни один из образцов не был механически поврежден и не приобрел смещение кристаллических элементов.

Стоит отметить, что коэффициент контрастности всех рассмотренных ЭО затворов не опускается ниже 24 дБ, что позволяет использовать данные затворы для построения лазеров высокой мощности.

Научно-исследовательская работа была выполнена на технической базе компании ООО «Кристалл Т».

Литература

1. Ti Chuang, Alan D. Hays and Haracio R. Verdun. Application of KTP as an Electro-Optic Q-switch / Ti Chuang // OSA Proceedings on Advanced Solid-State Lasers. 1994. Vol. 20.

2. Гурзадян Г.Г., Дмитриев В.Г., Никогосян Д.Н. Нелинейно-оптические кристаллы. Свойства и применение в квантовой электронике. М.: Радио и связь, 1991. 160 с.

3. Potassium Titanyl Phosphate – KTP crystals [Электронный ресурс] // Eksma optics – официальный сайт. URL: http://eksmaoptics.com/nonlinear-and-laser-crystals/nonlinear-crystals/potassium-titanyl-phosphate-ktp-crystals/#attributes (дата обращения: 07.10.2015).

4. Паргачёв И.А., Кулешов Ю.В., Краковский В.А. и др. Электрооптические модуляторы лазерного излучения на основе высокоомных кристаллов $KTiOPO_4$. Томск: Доклады ТУСУРа. 2011. Т. 26, № 2, ч. 2. С. 90–93.

Секция 7

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

*Председатель – **Шиняков Юрий Александрович**, директор НИИ КТ, д.т.н.;*
*зам. председателя – **Семенов Валерий Дмитриевич**, профессор,*
зам. зав. каф. ПрЭ по НР, к.т.н.

УДК 681.3.

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВА ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА ДЛЯ ЦЕЛЕЙ ПЛАВЛЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

С.А. Альба

Обозначена проблема отсутствия высокочастотного и мощного устройства индукционного нагрева (УИН) для целей плавления диэлектрических материалов, основу элементной базы которого составляли бы транзисторы. Предложена одна из возможных структур устройства, с характеристикой каждого узла и обоснованием его использования. Представлена схема наиболее важного и сложного узла в составе УИН – преобразователя понижающего типа с цифровым управлением. Указанная схема кратко описана, примененные решения обоснованы. Определены сложности в реализации предложенной структуры УИН в опытном образце, перечислены положительные экономические эффекты, которые достигаются в случае использования предложенного устройства.

Ключевые слова: индукционный нагрев, диэлектрик, инвертор, цифровое управление, преобразователь напряжения.

Цели и задачи разработки УИН для плавления диэлектриков. В современной промышленности стоит проблема нахождения надежного, недорогого и энергоэффективного устройства для индукционного плавления диэлектрических материалов. Одним из самых широко представленных видов производств является изготовление различных типов изоляционных материалов, получаемых в ходе плавления минеральных пород. Наиболее распространенным материалом, используемым при плавлении с помощью индукционного нагрева, является базальт. Базальт, в отличие от проводников, имеет очень высокое сопротивление порядка 1 кОм [1]. Такое значение сопротивления требует высокого напряжения на витке индуктора, что может решаться двумя путями: либо высоким током на индукторе; либо высокой частотой проходящего через индуктор тока. Реализация первого решения крайне мало реалистична, так как предъявляет избыточные требования к геометрическим параметрам индуктора, что, в свою очередь, приведет к значительным потерям. Реализация второго решения в готовом устройстве индукционного нагрева, учитывая доступный диапазон частот, представлена в отечественной промышленности начиная с 1982 г., установкой высокочастотной ВЧИ11-60/1,76. Указанное устройство индукционного нагрева, в отсутствие аналогов, используется и в настоящий момент.

Среди ключевых характеристик указанного УИН необходимо выделить следующие: напряжение питающей сети (380 В); рабочая частота (1,76±0,044 МГц);

мощность колебательная (60 кВт); коэффициент полезного действия (не более 70%). Данная установка в настоящее время имеет ряд критических недостатков, среди которых: низкий коэффициент полезного действия, результатом которого является избыточное энергопотребление; построение устройства на устаревшей элементной базе, а именно – электронных лампах; значительные масса и габариты установки. В современной экономике цена энергоносителей неуклонно растет, поэтому задача экономии электроэнергии стоит особенно остро. Учитывая данное обстоятельство, использование оборудования с низким коэффициентом полезного действия не представляется возможным назвать рациональным. Использование в качестве элементной базы электронных ламп накладывает на пользователя: во-первых, дополнительные расходы, в связи с их периодическим выходом из строя и необходимостью замены; во-вторых, необходимость поисков данных элементов, учитывая их незначительное предложение на рынке. Значительные масса и габариты установки накладывают серьезные ограничения по расположению данного оборудования в производственных помещениях.

Учитывая появление на рынке высокочастотных и мощных транзисторов, представляется необходимым разработать и выпустить сравнительно незначительное по массе и габаритам устройство индукционного нагрева с высоким коэффициентом полезного действия, в основе элементной базы которого, стоят транзисторы. Современные возможности позволяют разработать устройство индукционного нагрева со следующими числовыми значениями ключевых параметров: рабочая частота (1,76±0,044 МГц); выходная мощность (60 кВт); коэффициент полезного действия (не менее 90%); масса (не более 300 кг).

Применение подобного оборудования в промышленности приведет к следующим положительным эффектам: значительная экономия электроэнергии, сокращение издержек по замене элементной базы, и, как следствие, увеличение прозводительности, в силу отсутствия необходимости долгосрочного обслуживания оборудования.

Учитывая вышесказанное, представляется необходимым рассмотреть возможную структуру устройства индукционного нагрева для целей плавления диэлектрических материалов, в качестве элементной базы которого выступают транзисторы.

Структура УИН. Устройство индукционного нагрева для целей плавления диэлектрических материалов может быть представлено с составом функциональных узлов, изображенном на рис. 1.

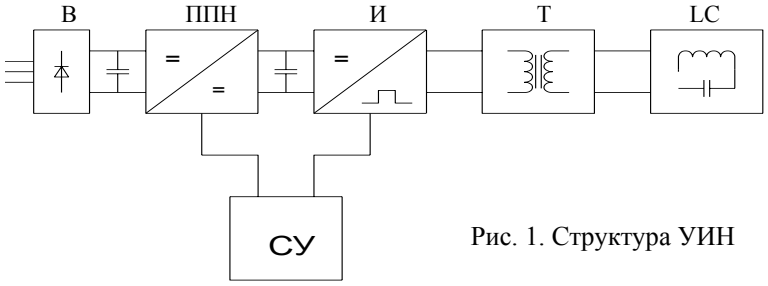


Рис. 1. Структура УИН

В представленной выше структуре устройства индукционного нагрева размещены следующие функциональные узлы: В – входной выпрямитель; ППН – преобразователь напряжения понижающего типа; И – инвертор; Т – согласовы-

вающий трансформатор; LC – резонансный контур; СУ – система управления преобразователем напряжения и инвертором.

Представляется необходимым кратко описать каждый из представленных выше узлов, а также аргументировать применение того или иного его типа и разновидности. Кроме того, учитывая, что состав функциональных узлов и их тип определяются параметрами нагрузки, а также целями работы устройства индукционного нагрева, в целом анализ следует начинать в обратном порядке, начиная с резонансного контура.

Для целей плавления диэлектрических материалов представляется необходимым использование последовательного резонанса, типичного для систем, питаемых от источника напряжения. В случае же резонанса параллельного типа в качестве источника питания используется инвертор тока. Применение резонанса последовательного типа, в данном случае, позволяет исключить необходимость включения в состав устройства индукционного нагрева значительных геометрических размеров дросселей постоянного тока. Кроме того, учитывая конструкцию печей для плавления диэлектрического материала, например базальта, а также конфигурацию тигель–индуктор, рассчитывается индуктивность контура. На примере базальта индуктор представляет собой двухвитковую катушку с заземленной средней точкой с заданными геометрическими размерами. Кроме того, исходя из заданной рабочей частоты, определяется емкость конденсатора контура. На основании приведенных в технической литературе значений сопротивления диэлектрического материала, рабочей частоты и глубины проникновения электромагнитного поля в расплав произведен расчет сопротивления нагрузки. Последнее, в свою очередь, выступило основой для моделирования сочетания инвертор-индуктор, которое необходимо для определения величины напряжения на входе резонансного контура для достижения заданной выходной мощности.

Согласовывающий трансформатор выполнен с объемным вторичным витком, что является весьма распространенным для радиочастотных устройств высокой мощности [2. С. 669]. В качестве аналога можно рассматривать кабельный трансформатор, который тем не менее имеет серьезные ограничения в силу значительной собственной межвитковой емкости первичной обмотки. Учитывая значительную мощность установки и представленную на рынке в данный момент номенклатуру радиоэлектронных элементов, трансформатор конструировался как совокупность определенного числа трансформаторов, каждый из которых подключается к своему инвертору. Однако необходимо заметить, что вторичная обмотка в данном случае будет общей для всей совокупности трансформаторов. Кроме того, высокое значение выходной мощности установки продиктовало исполнение первичной обмотки, а именно – цельный проводник наиболее возможного сечения. Альтернативный вариант материала первичной обмотки в виде широко используемого провода Литцендрата в данном случае не представляется возможным использовать в силу эффекта близости. Одним из принципиально важных показателей в рассматриваемом узле является коэффициент трансформации, который определяется исходя из требуемого напряжения в контуре, а также заданного напряжения питания первичной сети. Результирующий коэффициент трансформации предопределяет количество первичных витков. В силу рабочих характеристик устройства индукционного нагрева должны быть предусмотрены меры по отведению тепла от первичной обмотки и сердечников. Кроме того, заданные характеристики рассматриваемого устройства позволяют отдать предпочтение сердечникам из высокочастотных ферритов.

При заданных характеристиках устройства индукционного нагрева предпочтительным было выполнение инвертора по мостовой схеме. Применение инвертора напряжения (вместо инвертера тока [3]), с одной стороны, а также высокая частота коммутации – с другой, предопределили режим работы инвертора по классу D-E. Коммутация в ключах происходит при нуле напряжения. Необходимый уровень тока для коммутации рассчитывается исходя из величины рабочего тока инвертора и относительной фазой тока. В качестве квазирезонансной емкости используется выходная емкость силовых транзисторов. Значительная амплитуда пульсаций в шине постоянного тока предъявляет высокие требования к импедансу используемой шины. Учитывая последнее, шина постоянного тока должна быть планарной с минимально возможным расстоянием между проводниками. Непосредственно к ней подключаются транзисторы. Также представляется необходимым использование снабберных конденсаторов, с монтажом на стойках инвертора по топологии, позволяющей компенсировать собственную индуктивность проводников, соединяющих выводы конденсатора с соответствующими ему выводами инверторов.

Преобразователь напряжения понижающего типа в составе рассматриваемого устройства индукционного нагрева имеет цифровую систему управления. Разработка цифрового управления для двухфазного преобразователя напряжения, учитывая рабочую частоту и мощность устройства, носит характер несомненной как научной новизны, так и реализационной сложности. В силу указанного ранее представляется необходимым охарактеризовать преобразователь напряжения и систему управления преобразователем и инвертором в текущем исследовании структурно отдельно. Учитывая вышесказанное, следующим узлом устройства индукционного нагрева, подлежащим характеристике, будет входной выпрямитель.

Входной выпрямитель трехфазный мостовой, согласно схеме Ларионова [4. С. 13]. Высокая частота работы преобразователя позволяет использовать относительно небольшой емкости фильтры на его входе и избежать необходимости применять сглаживающий дроссель без присущих емкостному фильтру искажений тока, потребляемого из сети.

Преобразователь напряжения и система управления. В составе рассматриваемого устройства индукционного нагрева применяется преобразователь напряжения [5. С. 173] понижающего типа. Схема данного преобразователя представлена на рис. 2.

Представляется необходимым кратко охарактеризовать как преобразователь, так и систему управления им и инвертором.

Высокие требования к быстродействию преобразователя предполагают относительно высокую частоту коммутации при сравнительно небольших размерах сглаживающего выходного фильтра. При данном уровне мощности единственно возможной элементной базой будут являться быстродействующие транзисторы IGBT NPT-типа. Остаточное напряжение IGBT-транзистора незначительно зависит от величины протекающего через него тока. Именно это позволяет использовать в данном случае структуру двухфазного преобразователя понижающего типа. В качестве особенности типологии можно отметить применение вспомогательных дискретных коммутационных дросселей. Наличие последних делает возможным осуществить включение IGBT-транзисторов при нуле тока, что, в свою очередь, приводит к уменьшению динамических потерь. Существует также альтернативное решение, позволяющее применение основного двухобмоточного

дросселя с необходимым коэффициентом связи между обмотками, что позволило бы избежать применения дискретных дросселей, однако такое решение сложнее, как с точки зрения расчетов и проектирования, так и реализации. Преобразователь выполнен по синхронной схеме, где вместо диода используется синхронный ключ, который переключается комплементарно силовому ключу. В качестве дополнительного преимущества использования именно синхронной схемы можно отметить линейность зависимости выходного напряжения от относительной длительности включения. Более того, топология по синхронной схеме значительно снижает требования к петле обратной связи по напряжению.

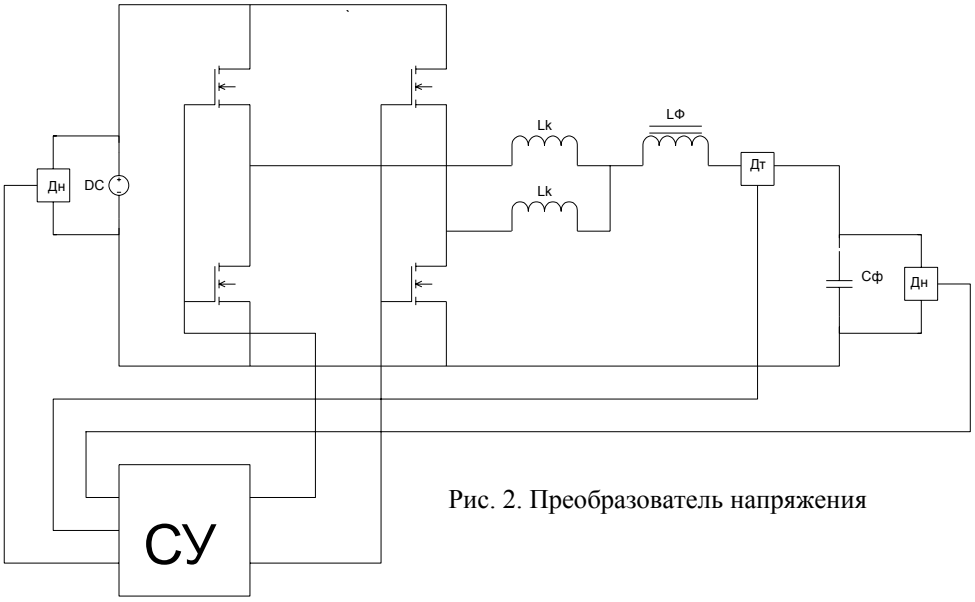


Рис. 2. Преобразователь напряжения

Высокочастотные характеристики преобразователя, с одной стороны, а также значительная зависимость коэффициента передачи преобразователя по току от уровня выходного напряжения приводят к необходимости применения цифровой системы управления. Кроме того, в рассматриваемом устройстве индукционного нагрева к преобразователю прикладываются высокие требования по динамике в связи со спецификой нагрузки, а именно: высокая добротность контура и возможные дуговые разряды в нагрузке при работе устройства. Поэтому представляется невероятно сложным реализовать аналоговое адаптивное управление. Гибкая система широтно-импульсной модуляции в приведенном процессоре, позволит организовать нелинейное ограничение тока вне зависимости от работы собственно контура регулирования.

В указанной выше схеме преобразователя выходной фильтр представляет собой систему второго порядка с добротностью, зависящей от выходного напряжения. Коэффициент передачи по току преобразователя в данном случае зависит от сопротивления нагрузки. Контур управления представляет собой пропорционально-интегральный регулятор с частотой среза ниже резонансной частоты выходного фильтра. Система содержит датчики входного и выходного напряжений, а также тока дросселя. Наличие двух датчиков напряжения позволяет реализовать компенсационный способ управления по напряжению. Высокая линейность

передаточной характеристики по напряжению преобразователя синхронного типа позволяет избежать использования отдельной петли по напряжению с помощью применения положительной обратной связи по выходному току с адаптивным коэффициентом компенсации. В заключение необходимо отметить, что переход от линейно передаточной характеристики к дискретной производится путем согласования постоянных времени.

Заключение. Подытоживая вышесказанное, представляется необходимым сформулировать нижеследующие выводы:

1. Предложенная структура устройства индукционного нагрева позволяет создать производственный комплекс с заданными выше характеристиками, ключевыми из которых являются: рабочая частота, коэффициент полезного действия, масса и габариты.
2. Конструирование и изготовление каждого из перечисленных узлов предлагаемого устройства индукционного нагрева является трудоемким, дорогим, а зачастую и наукоемким процессом. Особого внимания заслуживает разработка цифровой системы управления преобразователем и инвертором в рамках обозначенной рабочей частоты, не представленной в данный момент на отечественном рынке.
3. Достигнутые в ходе разработки и создания предлагаемого УИН результаты позволяют начать научный поиск в сфере еще более высоких частот, постепенно вытесняя неэффективные аналоговые решения.
4. Выпуск предложенного устройства на промышленный рынок позволит организациям, деятельность которых связана с индукционным плавлением базальта, модернизировать производство, а в дальнейшем, в силу достигаемых экономических эффектов от использования данного УИН, окупить модернизацию в разумные сроки.
5. Гибкость характеристик узлов, в первую очередь трансформатора и резонансного контура, позволяет использовать предложенный УИН для иных целей, не связанных с плавлением базальта, с минимальными изменениями.

Литература

1. Виницкий А.Л. Получение минеральной ваты из основных горных пород с использованием газоэлектрического способа плавления: дис. … канд. техн. наук: 05.23.05. М., 1982. 137 с.
2. Rudnev V., Loveless D., Cook R., Black M. Handbook of Induction Heating. Michigan, 2003. 779 p.
3. Пат. 5191302 США, H03B 1/02; H03B 5/12. MOSFET Oscillator for supplying a high-power RF inductive load.
4. Борисов П.А., Томасов В.С. Расчет и моделирование выпрямителей: учеб. пособие по курсу «Элементы системы автоматики». Ч. I. СПб: СПб ГУ ИТМО, 2009. 169 с.
5. Яров В.М. Полупроводниковые преобразователи частоты для установок индукционного нагрева: учеб. пособие / В.М. Яров, В.П. Терехов, А.Н. Ильгачев. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2005. 228 с.

УДК 621.314.1:001.891.573

ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ КОМБИНИРОВАННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

В.И. Апасов, С.Г. Михальченко – научный руководитель

Проведено исследование работы комбинированного преобразователя со стабилизацией выходного напряжения, способного действовать в качестве как понижающего, так и повышающего. Рассмотрено поведение преобразователя с позиции нелинейной динамики. Выполнено бифуркационное исследование работы в зависимости от параметров схемы и системы управления. Получен математический аппарат, позволяющий определять значения моментов коммутации, обеспечивающих одноцикловый режим действия.

Ключевые слова: математическое моделирование, комбинированный преобразователь, бифуркационный анализ, матрица состояния.

При проектировании современных источников вторичного электропитания большое распространение получили импульсные преобразователя, система управления которых в большинстве случаев строится на основе широтно-импульсной модуляции. В общем случае такие преобразователи рассматриваются в качестве отдельной замкнутой системы автоматического регулирования [1]. Динамические свойства отдельных замкнутых систем определяют надежность функционирования устройств на их основе, поэтому необходима максимально полная информация о динамике такой системы в некоторой окрестности расчетных параметров, чтобы повысить качество проектирования всего устройства в целом. Импульсная система в силу кусочной линейности входящих в модель функций, описывающих законы управления транзисторами, обладает аномальными качествами, т.е. при одних и тех же параметрах могут существовать несколько различных режимов ее функционирования. Кроме того, при изменении параметров модели, а в реальных приборах такие изменения происходят постоянно, динамика системы изменяется, переводя ее из одного состояния в другое.

Понижающий, повышающий и инвертирующий преобразователи достаточно глубоко исследованы с помощью методов нелинейной динамики, комбинированный же преобразователь нуждается в более глубоком изучении. Наиболее явные его недостатки – большие коммутационные потери и сложность системы управления. Но он обладает и рядом существенных преимуществ: возможностью получения выходного напряжения как ниже, так и выше входного той же полярности, а также наличием всего одного магнитного элемента в схеме (что положительно сказывается на массогабаритных показателях).

Математическая модель комбинированного преобразователя была рассмотрена ранее [2–4], где показана ее применимость для решения задач по поиску *m*-цикловых режимов работы преобразователя и описан алгоритм работы системы управления такой схемы.

На схеме замещения преобразователя (рис. 1) приняты следующие обозначения: $U_{вх}$ – входной источник ЭДС; $R_{вх}$ – сопротивление входного источника; К1, К2 , К3, К4 – силовые коммутационные элементы; R_L – сопротивление обмоток дросселя; L – индуктивность дросселя; C – емкость выходного фильтра; $R_н$ – сопротивление нагрузки; α, β – коэффициенты усиления пропорционального звена и сигнала ошибки; $U_{р1}(t)$, $U_{р2}(t)$ – развертывающее напряжение (пилообразное), формируемое генераторами ГРН1, ГРН2; $\xi_1(U_с, t)$, $\xi_2(U_с, t)$ – разностные функции, описывающие цепь обратной связи.

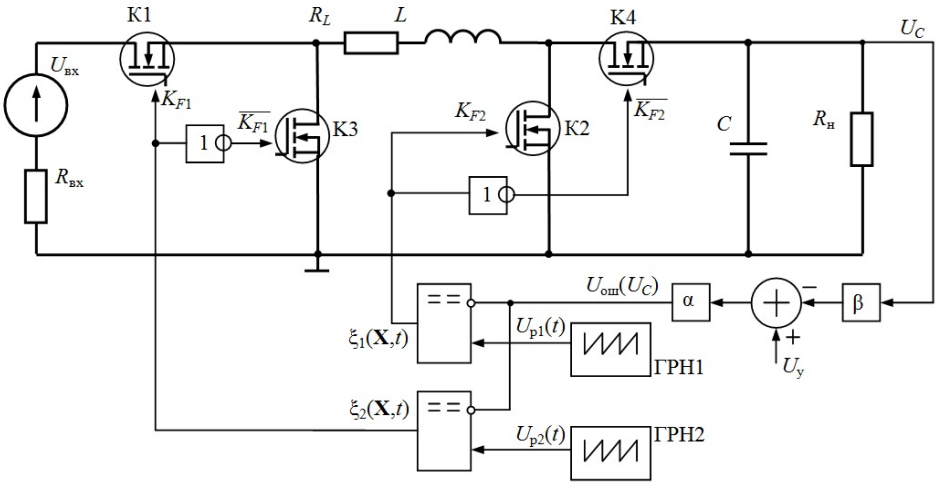


Рис. 1. Схема замещения комбинированного преобразователя со стабилизацией выходного напряжения

Математическая модель преобразователя формируется на основе системы дифференциальных уравнений, построенных в базисе коммутационно-разрывных функций [2], с переменными матрицами состояний **A** и **B** для каждого из возможных состояний схемы, зависящими от коммутационных функций $K_F(\xi)$:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}(K_F(\xi))\mathbf{X} + \mathbf{B}(K_F(\xi)), \quad (1)$$

где **X** – вектор переменных состояний.

В свою очередь, $\mathbf{X} = \{i_L, U_C\}$, где i_L – ток в дросселе и U_C – напряжение на выходном конденсаторе.

Управляющие импульсы напряжения K_F для каждого из ключей К1, К2 формируются блоком импульсного модулятора по закону

$$K_F(\xi) = \frac{1}{2}\left[1 + \operatorname{sign}(\xi)\right], \quad (2)$$

где функции обратной связи $\xi_i(\mathbf{X}, t)$, $i = 1, 2$, служащие аргументом коммутационных функций $K_{F1}(\xi_1)$ и $K_{F2}(\xi_2)$ для соответствующих ключей, строятся как разность сигнала ошибки и развертывающего напряжения:

$$\xi_i(U_C, t) = \alpha(U_у - \beta U_C) - U_{рi}(t), \; i = 1, 2. \quad (3)$$

Развертывающее напряжение каждой зоны формируется по закону

$$U_{рi}(t) = U_{рm}\left(\frac{t}{\tau} - E_1\left(\frac{t}{\tau}\right)\right) + U_{0i}, \; i = 1, 2, \quad (4)$$

где $U_{рm}$ – амплитудное значение развертывающего напряжения; τ – период квантования ШИМ; E_1 – целочисленная функция Антье; U_{0i} – отклонение развертывающего напряжения каждой зоны (U_{01}= 0 В, U_{02}=1,503 В).

В системе управления применена двухзонная модуляция для управления ключевыми элементами К1–К4 с условием, что ключ повышающего преобразователя К2 может переходить в замкнутое состояние только при условии, что ключ понижающего преобразователя К1 находится в замкнутом состоянии, а также учитывая, что коммутационные функции принимают единичное значение только в начале тактового интервала.

При моделировании принято, что преобразователь работает в режиме непрерывных токов и коммутационные функции формируются для обоих ключевых элементов К1 и К2, состояние же ключей К3, К4 соответственно противофазно данным функциям. Состояние ключей К1, К2 в зависимости от коммутационных функций $\xi_i(\mathbf{X}, t)$, $i = 1, 2$, определяется принципами формирования импульсной последовательности [2].

Вектор **X** ввиду кусочной линейности матриц **A** и **B** может быть вычислен аналитически: интегрированием системы обыкновенных дифференциальных уравнений (1) на участках линейности. Это решение на каждом участке линейности при начальных условиях $\mathbf{X}((k–1)\tau)= \mathbf{X}_{k–1}$, где k – номер тактового периода ШИМ, может быть записано в виде

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}(t-(k-1)\tau)}(\mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}) - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\,. \qquad (5)$$

Для удобства вычислений перейдем от переменных t_{k1}, t_{k2} к переменным z_{k1}, z_{k2}, исходя из того, что $t_{ki} = z_{ki}\tau+k\tau$. Учитывая это, а также последовательно подставляя уравнение (6) в выражение (7), а затем (8), находим значение вектора искомых переменных в конце тактового периода:

$$\mathbf{X}_{(k+1)\tau} = e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k1}\tau)}(e^{\mathbf{A}_2(z_{k1}\tau-z_{k2}\tau)}(e^{\mathbf{A}_3(z_{k2}\tau)}(\mathbf{X}_k + \mathbf{A}_3{}^{-1}\mathbf{B}_3) - \mathbf{A}_3{}^{-1}\mathbf{B}_3 + \mathbf{A}_2{}^{-1}\mathbf{B}_2) - \mathbf{A}_2{}^{-1}\mathbf{B}_2 + \mathbf{A}_1{}^{-1}\mathbf{B}_1) - \mathbf{A}_1{}^{-1}\mathbf{B}_1. \qquad (6)$$

Выражение (6) позволяет строить решение исходной задачи (1)–(4) по методу установления, т.е. последовательно с мелким шагом $h<<\tau$ вычислять значения вектора $\mathbf{X}(t)$, находя для каждого интервала ШИМ моменты коммутации t_{k1}, t_{k2} по формуле (3), исходя из тех соображений, что функции $\xi_i(\mathbf{X}, t)$, $i = 1, 2$ в эти моменты меняет знак с положительного на отрицательный:

$$\xi_i(\mathbf{X}(t_{ki}), t_{ki})=0,\ i = 1, 2. \qquad (7)$$

Решая совместно уравнения (1)–(7), можно получить уравнение, из которого возможно найти требуемые моменты коммутации, соответствующие одноцикловому режиму [5]:

$$\frac{1}{\beta}\left(U_{\text{У}} - \frac{U_{0i} + U_{\text{p}m} z_{ki}}{\alpha}\right) = \mathbf{E}_{01}(\mathbf{E} - e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k1}\tau)+\mathbf{A}_2(z_{k1}\tau-z_{k2}\tau)+\mathbf{A}_3(z_{k2}\tau)})^{-1}\times$$

$$\times(e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k1}\tau)+\mathbf{A}_2(z_{k1}\tau-z_{k2}\tau)+\mathbf{A}_3(z_{k2}\tau)}\mathbf{A}_3{}^{-1}\mathbf{B}_3 - e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k1}\tau)+\mathbf{A}_2(z_{k1}\tau-z_{k2}\tau)}\mathbf{A}_3{}^{-1}\mathbf{B}_3 + \qquad (8)$$

$$+e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k1}\tau)+\mathbf{A}_2(z_{k1}\tau-z_{k2}\tau)}\mathbf{A}_2{}^{-1}\mathbf{B}_2 - e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k1}\tau)}\mathbf{A}_2{}^{-1}\mathbf{B}_2 + +e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k1}\tau)}\mathbf{A}_1{}^{-1}\mathbf{B}_1 - \mathbf{A}_1{}^{-1}\mathbf{B}_1),$$

где $i = 1, 2$.

Для решения уравнения (8) относительно z_{ki} можно использовать любой численный метод решения трансцендентных уравнений (метод Ньютона, метод касательных и др.). Нами был применен метод минимизации ошибки вычисления. Основанная на нем программа написана в вычислительном пакете MathLab и позволяет при заданных параметрах силовой части схемы и системы управления определять моменты коммутации, соответствующие одноцикловому режиму.

Для проверки результатов математического вычисления способом, который был изложен ранее [4], построены диаграммы установления напряжения на конденсаторе в различных режимах работы (рис. 2) и бифуркационные диаграммы (рис. 3).

Результаты сравнения аналитического метода минимизации ошибки и метода установления показывают, что у данного преобразователя могут одновременно существовать как одноцикловый, так и многоцикловый режимы работы.

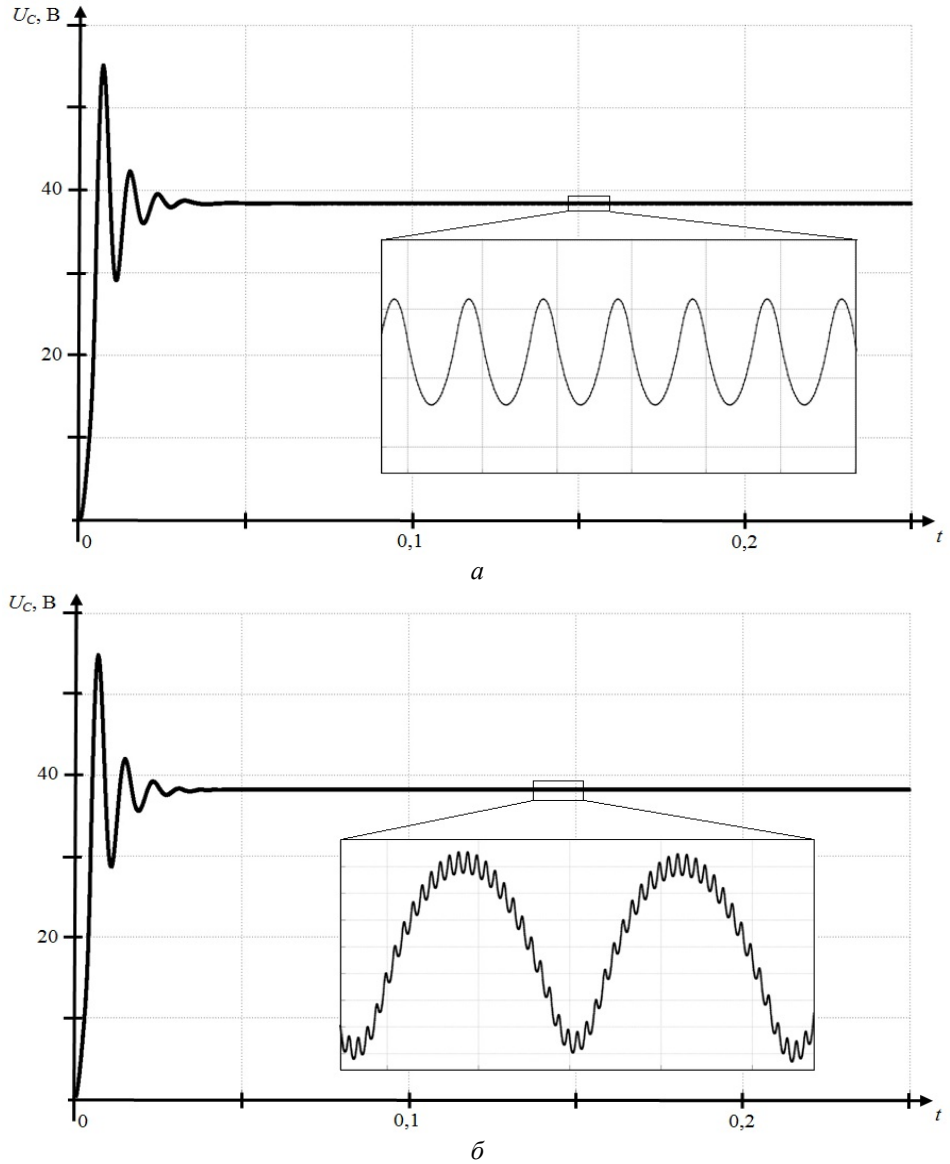


Рис. 2. Напряжение на конденсаторе при использовании метода установления: *а* – одноцикловый режим; *б* – многоцикловый режим

Заключение. Построение бифуркационных диаграмм выходного напряжения в зависимости от изменения параметров схемы позволяет на основе математической модели определить диапазоны значений этих параметров, обеспечивающие устойчивую работу преобразователя в различных режимах.

Моменты коммутации, найденные с помощью аналитического поиска, совпадают с найденными по методу установления, что говорит о правильности полученного решения. При этом следует отметить, что при использовании аналитического метода значительно сокращается время вычислений, а также появляется возможность определить точки, где одновременно могут существовать как одноцикловые, так и многоцикловые режимы.

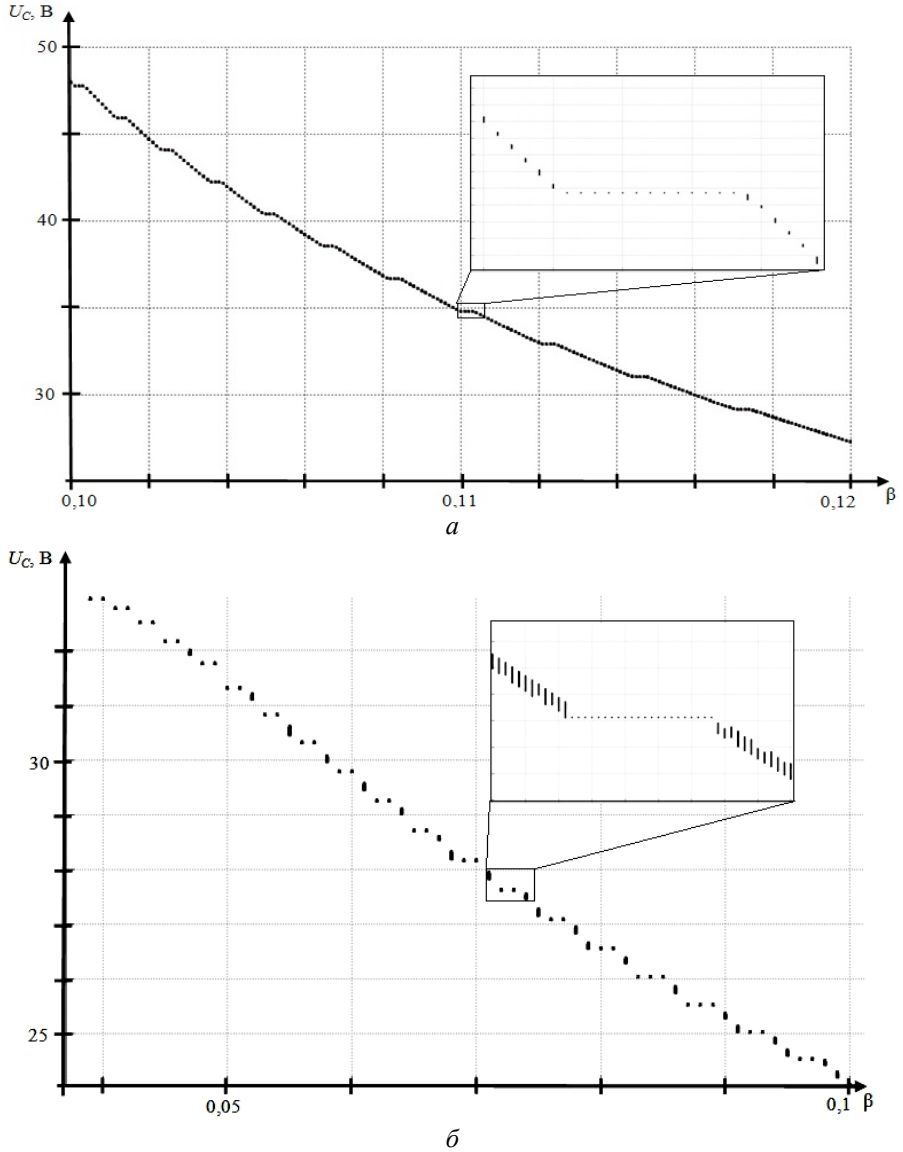


Рис. 3. Бифуркационные диаграммы выходного напряжения при изменении коэффициента усиления звена обратной связи:
а − режим понижения; *б* − режим повышения

Полученные результаты полезны для инженерного проектирования, поскольку позволяют предварительно оценить бифуркационные значения параметров системы, превышение которых ведет к неустойчивости проектного одноциклового режима.

Литература

1. Кобзев А.В. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, А.И. Андриянов // Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. 224 с.

2. Апасов В.И. Математическое моделирование комбинированного преобразователя напряжения со стабилизацией выходного напряжения / В.И. Апасов, С.Г. Михальченко, В.П. Коцубинский // Докл. ТУСУРа. 2013. № 4(30). С. 96–102.

3. Апасов В.И. Бифуркационный анализ комбинированного преобразователя при изменении емкости выходного фильтра / В.И. Апасов, С.Г. Михальченко // Решетневские чтения: матер. XVIII Междунар. науч. конф.: в 3 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск. 2014. Ч. 2. 530 с.

4. Апасов В.И. Аналитический способ определения моментов коммутации комбинированного преобразователя со стабилизацией выходного напряжения, обеспечивающих одноцикловый режим работы / В.И. Апасов, С.Г. Михальченко, Ю.Н. Тановицкий // Докл. ТУСУРа. 2015. № 2(36). С. 157–165.

УДК 621.314.21

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОГО ТРАНСФОРМАТОРА В СРЕДЕ LTSPISE

В.И. Бортников, В.В. Шин, Р.Г. Калинин, В.Д. Семенов, В.А. Федотов, Н.П. Винтоняк

Рассмотрен пример создания компьютерной модели силового трансформатора в среде LTspice, учитывающей геометрические и магнитные параметры магнитопровода, предназначенной для анализа процессов, происходящих в устройстве.

Ключевые слова: компьютерные модели, силовой трансформатор, параметры магнитопровода.

В рамках проекта ГПО-1403 каф. ПрЭ ведется разработка источника переменного тока 19 кА 50 Гц. Функциональная схема источника представлена на рис. 1. Здесь в качестве регулятора напряжения применяется трансформатор с переключением вторичных обмоток, которые включены последовательно [4]. Таким образом, переключая ключи К1-К*N* можно варьировать напряжение от U_{min}, когда включен ключ K_N, до U_{max}, когда включен ключ К1.

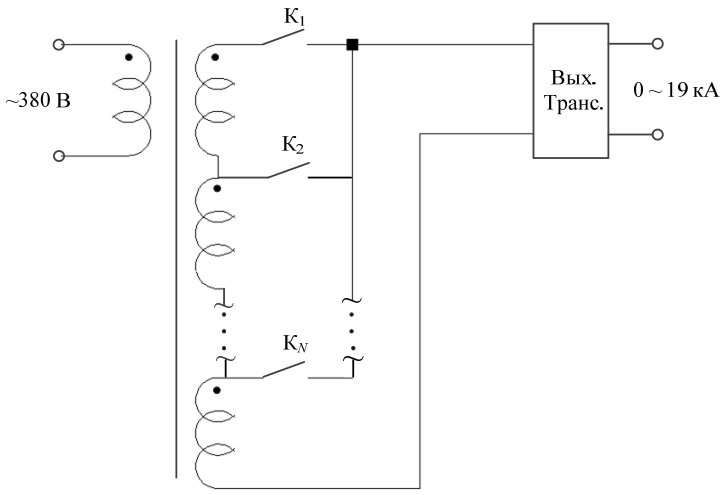


Рис. 1. Структурная схема источника переменного тока

При работе источника возникают проблемы, связанные с пусковыми токами трансформатора с переключением вторичных обмоток, которые даже на холостом ходу превышали номинальный ток трансформатора. При пуске трансформатора с переключением вторичных обмоток на выходной трансформатор с низкоомной нагрузкой пусковые токи возрастают многократно. Теория возникновения этих токов хорошо в принципе изучена, однако создание расчетных моделей этого явления по-прежнему актуально, так как такие модели позволяют рассмотреть пусковые токи при различных условиях и предложить меры по их уменьшению до приемлемой величины. Данная статья посвящена разработке компьютерной модели трансформатора с реальными параметрами сердечника. В большинстве предлагаемых программ трансформатор реализуется как линейный объект, преобразующий напряжение первичной обмотки в напряжение вторичной. Иногда в качестве дополнительных параметров указываются индуктивность намагничивания, сопротивления обмоток, индуктивности рассеяния и магнитное сопротивление. Но все эти параметры должны быть предварительно рассчитаны на основе исходных данных, в частности при установившихся переходных процессах.

В качестве программы для моделирования использован бесплатный пакет LTspice, интерпретирующий специализированный язык программирования spice в графический результат. Применение языка spice обусловлено тем, что большинство программ скрывает математическую часть от пользователя, а в LTspice математическое описание задается пользователем с непосредственной возможностью его редактирования.

Известно, что скорость изменения индукции в магнитопроводе напрямую зависит от приложенного к обмотке напряжения (1):

$$U_L = L\frac{dI_L}{dt} = \frac{d\Psi}{dt} = \frac{W \cdot d\Phi}{dt} = W \cdot S\frac{dB}{dt}, \qquad (1)$$

где U_L – напряжение на индуктивности; L – величина индуктивности; I_L – ток, протекающий через индуктивность; Ψ – потокосцепление; W – количество витков в катушке индуктивности; Φ – магнитный поток; S – площадь сечения магнитопровода; B – электромагнитная индукция.

Из выражения (1) следует, что, подав на вход интегратора напряжение, на его выходе можно получить сигнал, пропорциональный индукции в сердечнике [1]. Для описания узлов, выполняющих математические операции, необходимо обратиться к модели, представленной на рис. 2.

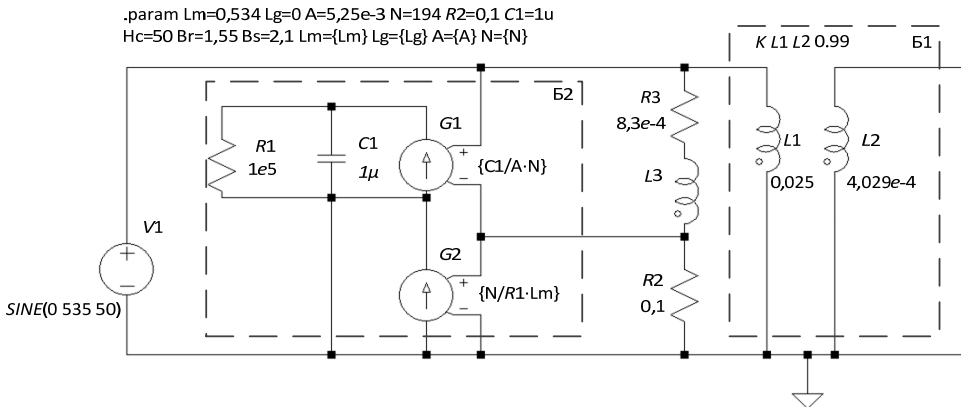


Рис. 2. Модель трансформатора в LTspice

Модель состоит из двух функциональных блоков. Блок Б1 является идеальным трансформатором, представленным индуктивностями $L1$ и $L2$ его обмоток с коэффициентом связи K. Идеальный трансформатор имеет линейную характеристику. Нелинейность трансформатора задается с помощью индуктивности намагничивания $L3$, которая подключена параллельно первичной обмотке $L1$. В значение индуктивности $L3$ записываются конструктивные и магнитные параметры сердечника трансформатора. $R3$ – сопротивление первичной обмотки трансформатора. В статье рассмотрен процесс моделирования на примере трансформатора ОСМ Т38042 российского производства, параметры [3] которого приводятся в таблице. Параметры в таблице обозначены символами, которые применяются в LTspice.

Конструктивные и магнитные параметры модели

Параметр	Значение	Ед. изм.	Примечание
Hc	50	А/м	Коэрцитивная сила
Br	1,55	Тл	Остаточная индукция
Bs	2,1	Тл	Индукция насыщения
Lm	0.29	м	Средняя длина магнитной линии
Lg	0	м	Длина немагнитного зазора
A	0,00475	$м^2$	Сечение сердечника
N	248	–	Количество витков

Блок Б2 выполняет роль измерителя индукции и напряженности. Для этого в модель вводится интегратор, состоящий из источника тока, управляемого напряжением $G1$ и конденсатора $C1$, и источник $G2$ для измерения напряженности. Для устранения постоянной составляющей на выходе интегратора конденсатор $C1$ зашунтирован высокоомным резистором $R1$.

Коэффициенты передачи источников тока, управляемых напряжением, выглядят следующим образом:

$$I_{G1} = U_{L1} \cdot K_{G1}, \tag{2}$$

$$I_{G2} = U_{R2} \cdot K_{G2}. \tag{3}$$

Поскольку напряжение на выходе интегратора U_{C1} пропорционально индукции B, то

$$U_{C1} = B. \tag{4}$$

Принимая равенство токов конденсатора I_{C1} и источника I_{G1}, получаем

$$I_{C1} = I_{G1} = C_1 \cdot \frac{dU_{C1}}{dt}. \tag{5}$$

Подставив (2) в (5), получили

$$\frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{U_{L1} \cdot K_{G1}}{C_1}. \tag{6}$$

Тогда

$$U_{C1} = \frac{K_{G1}}{C_1} \cdot \Psi = \frac{K_{G1}}{C_1} \cdot W \cdot S \cdot B. \tag{7}$$

Условие (4) выполнится только в том случае, если

$$K_{G1} \cdot \frac{W \cdot S}{C_1} = 1. \tag{8}$$

Тогда коэффициент передачи источника $G1$ равен

$$K_{G1} = \frac{C_1}{WS}. \quad (9)$$

Поскольку ток источника *G2* пропорционален напряженности *H*, то

$$I_{G2} = H = \frac{IW}{l_{\text{ср}}}, \quad (10)$$

где *I* – ток обмотки; $l_{\text{ср}}$ – средняя длина магнитной линии. Подставив (10) в (3), получим

$$U_{R2} \cdot K_{G2} = \frac{IW}{l_{\text{ср}}}. \quad (11)$$

В этом случае коэффициент передачи источника *G2* равен

$$K_{G2} = \frac{W}{l_{\text{ср}}} \cdot \frac{1}{R_2}.$$

Для построения графика петли гистерезиса по оси «*Y*» задается напряжение на конденсаторе, по оси «*X*» необходимо указать ток источника *G*2 – *I*(*G*2). Для получения корректного графика необходимо задать временной интервал, соответствующий установившемуся режиму и связанный с собственными постоянными времени цепи. В данном случае время начала моделирования задано 2,98 с, время окончания моделирования 3 с. Временной интервал соответствует одному периоду и позволяет получить кривую намагничивания и размагничивания сердечника трансформатора. Результаты моделирования представлены на рис. 3. Значения по оси *X* соответствуют напряженности магнитного поля, а значения по оси *Y* – магнитной индукции магнитопровода.

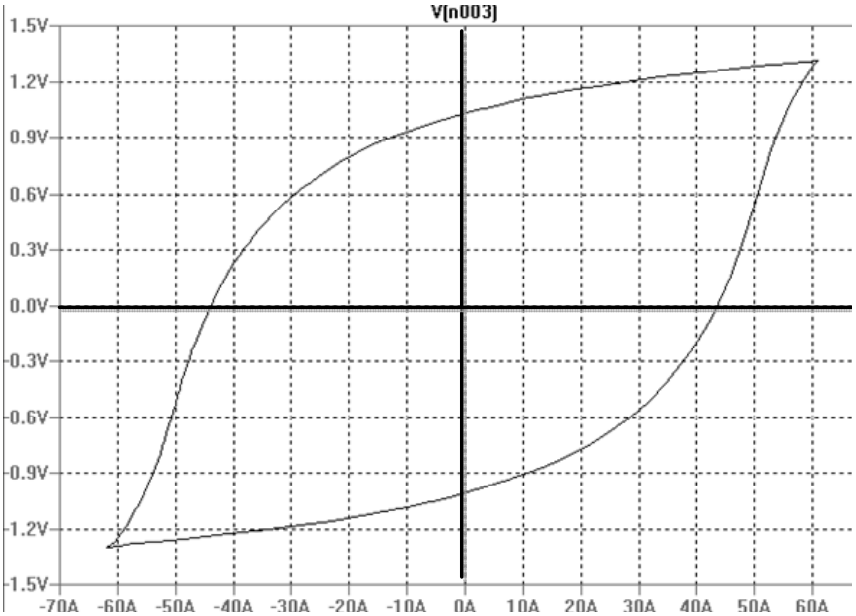


Рис. 3. Петля гистерезиса магнитного материала трансформатора ОСМ Т38042, полученная через конструктивные параметры

Из рис. 3 видно, что насыщение сердечника происходит при электромагнитной индукции равной 2,1 Тл, а остаточная напряженность магнитного поля составляет 50 А/м, что совпадает с паспортными данными марки стали.

На рис. 4 представлены пусковые токи моделируемого трансформатора, полученные при включении в сеть с синусоидальным напряжением 380 В, частотой сети 50 Гц, при φ = 0 и $B(0) = 0$, $H(0) = 0$.

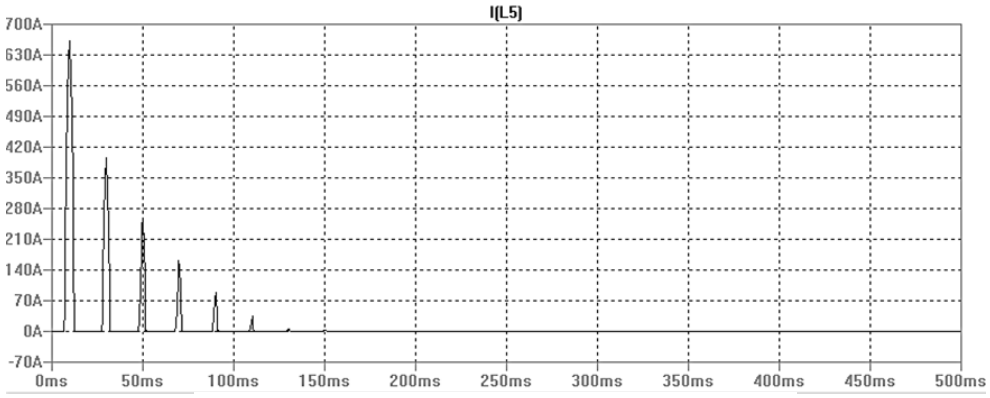


Рис. 4. Пусковые токи трансформатора ОСМ Т38042

Как видно из графика, пусковой ток в несколько раз больше номинального, что связано тем, что не учтена индуктивность рассеивания трансформатора и завышена рабочая индукция. Пусковой ток имеет экспоненциально затухающий характер с постоянной времени около 40 мс. Однако этот результат требует экспериментального подтверждения, потому что в модели не учтены активные сопротивления обмоток. Модель позволяет наглядно оценить влияние переходного процесса и предусмотреть необходимые меры защиты от пусковых токов на стадии разработки устройства.

Заключение. Использование в компьютерном моделировании элементов с расширенными параметрами позволяет исследовать поведение элементов, устройств в соответствии с их нелинейными характеристиками. Это приближает компьютерную модель к реальному устройству и дает возможность в полной мере оценить и проанализировать переходные процессы, происходящие в устройстве с учетом их конструктивных параметров и магнитных свойств сердечника трансформтора.

Литература

1. Володин В.Я. Моделирование сложных электромагнитных компонентов при помощи симулятора LTspice/SwCAD III // Компоненты и технологии. 2008. № 4. С. 175–182.

2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. С. 76–97.

3. Каталог продукции ОАО «НЛМК». Трансформаторный прокат [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://nlmk.com/ru/our-business/products, свободный (дата обращения: 15.09.15). 28 с.

4. Милозоров В.П. Электромагнитная техника. М.: Высшая школа, 1996.

УДК 004.453.5

ОРГАНИЗАЦИЯ ПЕРВОНАЧАЛЬНОЙ ЗАГРУЗКИ УПРАВЛЯЮЩЕЙ ПРОГРАММЫ СЕТЕВОГО КОНТРОЛЛЕРА ДЛЯ ПРИВОДА ШАГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ

Р.Р. Касимов, В.Д. Семенов

Рассмотрен принцип построения загрузчика управляющей программы центрального процессора сетевого контроллера, предназначенного для первоначальной загрузки и контроля целостности управляющей программы, а также её безопасного обновления.

Ключевые слова: первоначальный загрузчик, процесс загрузки, управляющая программа, центральный процессор, обновление управляющей программы, протокол.

В настоящее время шаговые двигатели широко используются во многих областях промышленности, робототехнике. Применение шаговых двигателей предпочтительно [1] там, где необходимы высокая точность позиционирования и скорости: в CNC машинах, оборудовании для производства полупроводников, текстильном оборудовании, принтерах, сканерах, факсах. Для слаженной и своевременной выдачи управляющих сигналов приводам многоосевых станков и оборудования в системах управления технологическим процессом используются промышленные сетевые контроллеры, обеспечивающие управление драйверами шаговых моторов в режиме реального времени. Использование первоначального загрузчика управляющей программы с верификацией целостности программного кода, восстановление управляющей программы из резервной копии и возможность обновления программного кода на стороне заказчика могут существенно сократить стоимость поддержки и обслуживания оборудования.

В данной статье рассматривается принцип построения первоначального загрузчика управляющей программы и описаны механизмы обеспечения:

- Первоначальной загрузки.
- Восстановления управляющей программы из резервной копии.
- Обновления программного кода на стороне заказчика.

В рамках проекта Ezi-Servo компании Fastech Co. Ltd был разработан аппаратно-программный комплекс сетевого контроллера серии приводов шаговых двигателей. Для упрощения обслуживания и обновления (в том числе автоматического) программного обеспечения все контроллеры серии имеют унифицированную карту распределения памяти программ. Структура распределения областей памяти приведена на рис. 1.

Рис. 1. Структура распределения областей памяти

При проектировании загрузчика для встроенных решений использовались принципы и рекомендации, описанные в [2–6].

Использовалась однобанковая организации разделов памяти [6] как наиболее экономически оправданная. При этом в первом разделе хранится код самого загрузчика. Во втором разделе находятся базы данных (настройки и вспомогательные данные устройства, история событий), далее расположены вспомо-

гательный раздел с шифрованным и сжатым образом основной управляющей программы и файлом описания образа, в последнем разделе располагаются код управляющей программы и файл описания. Все разделы, кроме загрузочного, защищены контрольной суммой для контроля целостности.

На базе методик [2, 5, 6] разработана блок-диаграмма алгоритма загрузки и обновления управляющей программы (рис. 2).

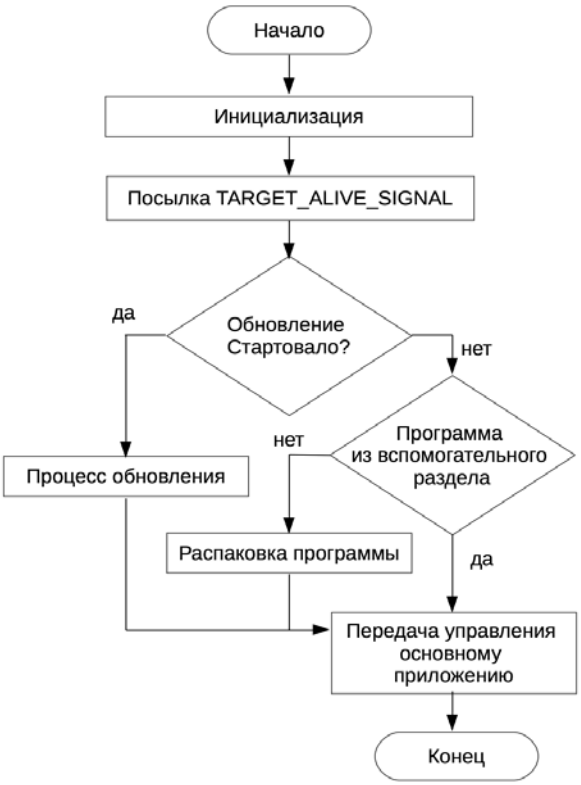


Рис. 2. Блок-диаграмма алгоритма загрузки и обновления управляющей программы

После старта процессора управление передаётся начальному загрузчику. Загрузчик производит следующие действия:

1. Инициализация схемы тактирования (выбор источника тактирования).
2. Инициализация памяти.
3. Посылает сигнал готовности внешнему хост-контроллеру и ожидает начала процедуры обновления прошивки с внешнего контроллера.
4. Если отклик от хост-контроллера получен, то начинает процесс обновления с внешнего контроллера и переходит к п. 6.
5. Если загрузка с внешнего контроллера не осуществлялась, то проверяется соответствие образа во вспомогательном разделе версии управляющего приложения, при наличии новой версии или при нарушении целостности управляющей программы производится распаковка образа и его запись в раздел управляющей программы.
6. Настройка векторов прерываний на новые адреса.
7. Переход на абсолютный адрес основного приложения.

Пункт 5 описывает восстановление управляющей программы из резервной копии, хранящейся во вспомогательном разделе. Это необходимо, если процесс обновления при помощи внешнего контроллера или при помощи основной управляющей программы был прерван по причине аппаратного сбоя (сбоя в подаче электропитания и т.п.).

Обновление программного кода на стороне заказчика осуществляется двумя путями:

1. Загрузка через отладочный последовательный интерфейс (виртуальный последовательный порт через стандартный USB разъем) при помощи сервисной утилиты.
2. Загрузка через поддерживаемый контроллером промышленный протокол связи и запись во вспомогательный раздел (при помощи основной управляющей программы) с последующей программной перезагрузкой.

Описание механизмов контроля целостности и шифрования при обновлении управляющей программы, описание коммуникационных протоколов, а также детали программной реализации оставлены за рамками данной статьи.

Разработанное программное обеспечение полностью соответствует заданному алгоритму работы загрузчика управляющей программы и обеспечивает как первоначальную загрузку управляющего программного обеспечения, так и её восстановление из резервной копии в случае повреждения, а также обновление программного кода на стороне заказчика при помощи дополнительного сервисного программного обеспечения, внешнего контроллера или при помощи самой управляющей программы, что позволяет сократить расходы на обслуживание и поддержку контроллеров с применением разработанного первоначального загрузчика.

Литература

1. Drive System based on five-phase stepping motor under microstepping/nanostepping mode. Alexandru Morar. 8th International Conference interdisciplinarity in Engineering, INTER-ENG 2014, Tirgu-Mures, Romania.
2. How Linux Works: What Every Superuser Should Know, 2nd Edition, Brian Ward, No Starch Press, 2014.
3. Embedded Linux Primer: A Practical Real-World Approach. Christopher Hallinan, Prentice Hall, 2007.
4. Professional Embedded ARM Development, 1st. Edition James A. Langbridge, Wrox Publishing, 2014.
5. Making Embedded Systems: Design Patterns for Great Software, 1st. Edition, Elecia White, O'Reilly Media, 2011.
6. Atmel Corp., 2006, Application Note AT02333: Safe and Secure Bootloader Implementation for SAM3/4. URL: http://www.atmel.com/Images/Atmel-42141-SAM-AT02333-Safe-and-Secure-Bootloader-Implementation-for-SAM3-4_Application-Note.pdf

УДК 621.365.51 : 621.43.046.29 : 621.315.617.4

УСТРОЙСТВО 3D-ПЕЧАТИ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ КОНСТРУКЦИЙ

Л.А. Корчуганов, Р.Г. Калинин, В.Д. Семенов, В.А. Федотов

Приведена общая схема принтеров трехмерной 3D-печати металлом. Предложен теоретический расчет мощности индуктора для плавки металлической проволоки во время движения с заданной скоростью.

Ключевые слова: 3D-принтер, 3D-печать, индукционный нагрев.

3D-печать металлом представляет собой процесс изготовления трехмерного твердого объекта практически любой формы. Такие способы обработки материалов, как сверление, резка или фрезеровка, основаны на придании необходимой формы объекту из заготовки путем удаления «лишнего» материала. При этом для каждого вида металлообработки требуются определенные геометрические формы заготовок [1].

Технология 3D-печати металлом уже используется в машиностроении для создания единичных деталей, в медицине создают индивидуальные протезы, также печать металлом получила широкое применение в военной и космической промышленности [1].

Хорошим решением для плавки пластика является струйный принтер, где расплавленный пластик в тигель выталкивает подающим материалом, при этом не требуется дополнительный механизм, подающий материал для печати. Такую конструкцию печати было бы интересно использовать и при печати металлом, (рис. 1). Для качественного нагрева металла удобно использовать индукционный нагрев, т.к. индукционный нагрев является наиболее эффективным способом передачи тепла в металл.

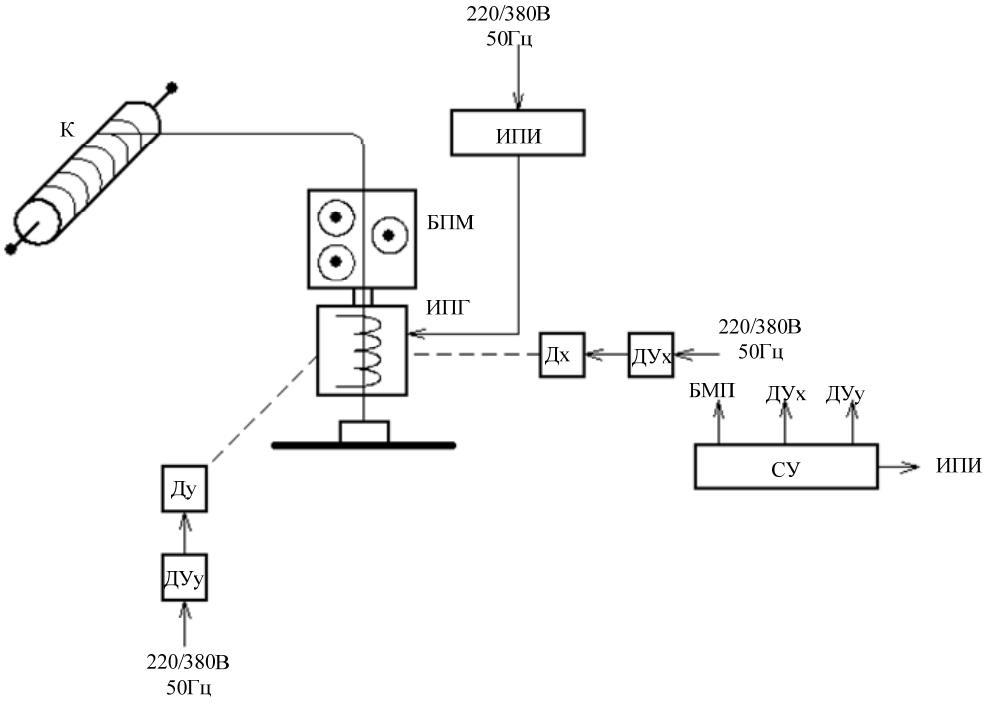


Рис. 1. Обобщённая схема трехмерного принтера

Обобщенная структурная схема трехмерного принтера представлена на рис. 1 и содержит: блок подачи материала БПМ с катушкой К; индукционную печатающую головку ИПГ с источником питания индукционной печатающей головки ИПИ; двигатели $Д_x$, $Д_y$ перемещения ИПИ по координатам X и Y соответственно; драйверы $ДУ_x$, $ДУ_y$ для управления двигателями $Д_x$, $Д_y$ и систему управления СУ принтером, обеспечивающую заданный алгоритм работы [1].

Особый интерес в устройстве 3D-печати металлом представляет блок индукционной печатающей головки ИПГ. Так, для снятия изоляции с лакированных медных и алюминиевых проводов в ТУСУРе разработано устройство [2], работающее на принципе индукционного нагрева. Индуктор устройства (рис. 2) выполнен с концентратором магнитного поля из феррита и наводит поперечное относительно нагреваемого объекта магнитное поле.

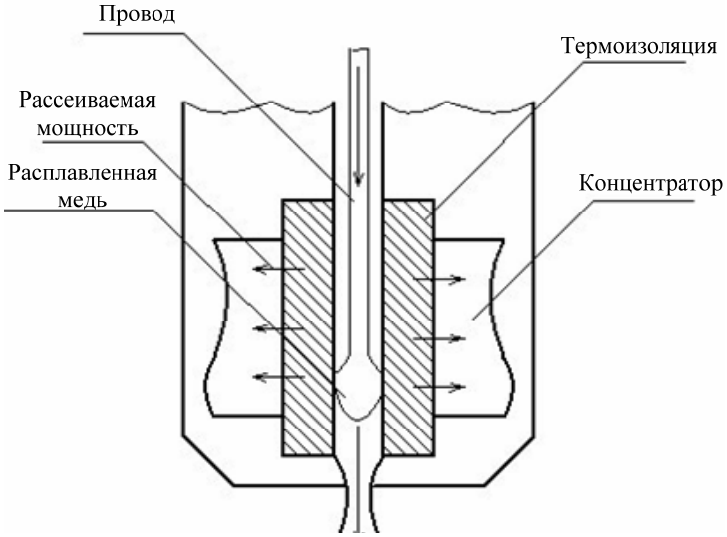


Рис. 2. Конструкция индукционной печатной головки в разрезе

Рассмотрим примерную конструкцию ИПГ (см. рис. 2). Она состоит из двух слоев теплоизоляции (на рисунке обозначена заштрихованными прямоугольниками), которая защищает ферритовый концентратор от перегрева. Стрелками, выходящими из слоев теплоизоляции, показан тепловой поток, нагревающий концентратор. Величина этого теплового потока соответствует рассеиваемой мощности примерно 10–20% [3, 4]. В центре показано направление движения металлического провода.

Для расчета подачи количества необходимой мощности перейдем к упрощенной схеме, представленной на рис. 3.

В [4] приводится расчет эффективности нагрева провода в условиях статики, т.е. участок провода, помещенный в зазор индуктора, неподвижен, а также предложен расчет параметров индуктора. В случае же печати требуется подача провода через зазор индуктора со скоростью, от которой зависит требуемая мощность индуктора. Другими словами, требуется определить мощность, которую необходимо вложить в медный провод для его плавки при его движении с заданной скоростью.

Для случая, когда на участке медного провода длиной l выделяется нагреваемая область Δx, справедливо следующее выражение:

$$Q = C \cdot m \cdot \Delta T\,, \qquad (1)$$

где Q – количество теплоты, вложенное в область Δx; C – удельная теплоемкость меди; m – масса нагреваемой области меди; ΔT – приращение температуры в области Δx.

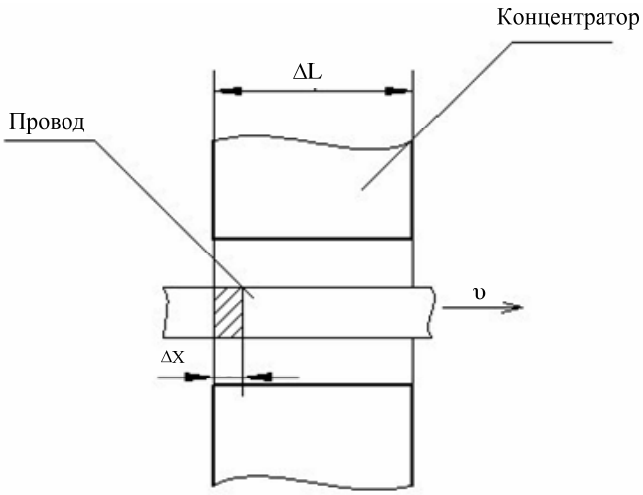


Рис. 3 Упрощенная схема индуктора с проходящим проводом

Зная, что $Q = P \cdot \Delta t$, где P – мощность нагрева, а $m = \rho \cdot V = \rho \cdot \pi \cdot r^2 \cdot \Delta x$, где ρ – удельная плотность меди; V – нагреваемый объем провода с радиусом r и длиной, равной длине нагреваемой области Δx, получим выражение

$$P = \frac{C \cdot \rho \cdot \pi \cdot r^2 \Delta x \cdot \Delta T}{\Delta t}\,. \qquad (2)$$

Учитывая, что $\Delta t = l/\upsilon$, где υ – скорость подачи провода в зазор индуктора, и полагая, что нагреваемая область Δx равна длине l участка провода, выражение (2) примет вид

$$P = C \cdot \rho \cdot \pi \cdot r^2 \cdot \Delta T \cdot \upsilon\,. \qquad (3)$$

Из выражения (3) видно, что мощность нагрева линейно зависит от скорости подачи провода. Таким образом, при увеличении скорости подачи пропорционально увеличивается и требуемая мощность нагрева участка провода, следовательно, возрастают и требования к мощности индуктора.

В литературе [5] приводятся данные, что эффективность нагрева медного провода снижается на 10–20% при учете кондуктивного отвода тепла. Тогда в (3) нужно ввести поправочный коэффициент $K = 1{,}2$.

Например, для того чтобы нагреть конец медного провода диаметром $d = 0{,}5$ мм (плотность меди $\rho = 8{,}9 \cdot 10^3$ кг/м^3, теплоемкость меди $C = 0{,}385$ кДж/(кг К)) до температуры $T = 1085$ °С при скорости подачи провода 10 мм/с, требуется обеспечить мощность нагрева, равную

$$P = 0{,}385 \cdot 8{,}9 \cdot 10^3 \cdot 3{,}14 \cdot (5 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 1060 \cdot 0{,}1 \cdot 1{,}2 = 17{,}154 \text{ Вт}.$$

Литература

1. Корчуганов Л.А. Перспективы устройств трехмерной печати металлических конструкций // Научная сессия ТУСУР–2015. Томск, 2015. Т. 5. 316 с.

2. Калинин Р.Г. Прибор для снятия изоляции с проводов / Р.Г. Калинин, В.Д. Семенов, В.А. Федотов // Приборы и техника эксперимента. 2014. №1. 143 с.

3. Карслоу Г. Теплопроводность твердых тел: пер. со второго англ. изд. / Г. Карслоу, Д. Егер; ред. пер. А.А. Померанцев. М. : Наука, 1964. 487 с.

4. Калинин Р.Г., Семенов В.Д., Федотов В.А. Эффективность нагрева медного провода в зазоре индуктора поперечного магнитного поля для зачистки от лаковой изоляции // Доклады ТУСУРа. 2014. № 1 (31). С. 74–77.

5. Калинин Р.Г. Устройство индукционного нагрева для снятия изоляции с проводов: дис. … канд. техн. наук: 05.09.12. Томск, 2014. 171 с.

УДК 621.313.

ОСОБЕННОСТИ ПУСКА ТРЁХФАЗНОГО КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Д.С. Муликов, Г.Я. Михальченко

Рассмотрен процесс плавного пуска трёхфазного корректора коэффициента мощности. Предложен новый способ плавного пуска трёхфазного корректора коэффициента мощности.

Ключевые слова: активный выпрямитель, корректор коэффициента мощности, плавный пуск.

Применение корректора коэффициента мощности позволяет приблизить форму потребляемого из сети тока к синусоидальной и при этом получить коэффициент мощности, близкий к единице.

Для трёхфазных сетей наиболее изученная и распространённая схема – это схема (рис. 1), выполненная на основе трёхфазного двухуровневого инвертора с управляемыми ключами, которые шунтированы обратными диодами.

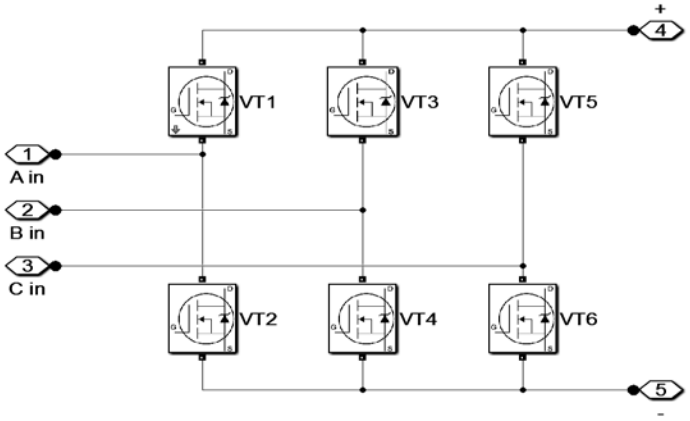


Рис. 1. Схема трёхфазного корректора коэффициента мощности

Для такой схемы разработано множество алгоритмов управления силовыми ключами для достижения необходимых требований по качеству потребляемых из сети токов [1, 2].

Но, несмотря на это, недостаточно изучены процессы запуска ККМ. Известны две работы [3, 4]. В [3] используется плавный разворот задания на напряжение в звене постоянного тока. При этом удаётся снизить пусковые токи, но сред-

неквадратичное значение тока заряда не постоянно. В [4] используется плавный разворот синусоидального сигнала, синхронизированного с сетью, который является заданием для ШИМ. Данный метод очень прост в реализации, но он чувствителен к параметрам схемы ККМ, таким как величина входных индуктивностей и величина выходного конденсатора.

С целью качественного улучшения процесса плавного пуска в настоящей работе предлагается новый подход.

Этапы плавного пуска. В работе [4] плавный пуск разделён на три этапа:

– подключение ККМ к сети через зарядные резисторы;

– шунтирование зарядных резисторов;

– ограничение входных токов путём плавного разворота задания на ШИМ.

В новом подходе предлагается изменить третий этап и добавить четвёртый, а первые два оставить такими же.

На третьем этапе плавного пуска транзисторами катодной группы производится «дозаряд» выходного конденсатора до необходимого значения напряжения. По достижении необходимого уровня напряжения включается основной контур управления ККМ (подключаются к работе транзисторы анодной группы) с необходимой глубиной модуляции.

Чтобы было понятнее, для начала рассмотрим работу ККМ с разомкнутой системой управления. Для этого была разработана имитационная модель трёхфазного ККМ в MATLAB (рис. 2).

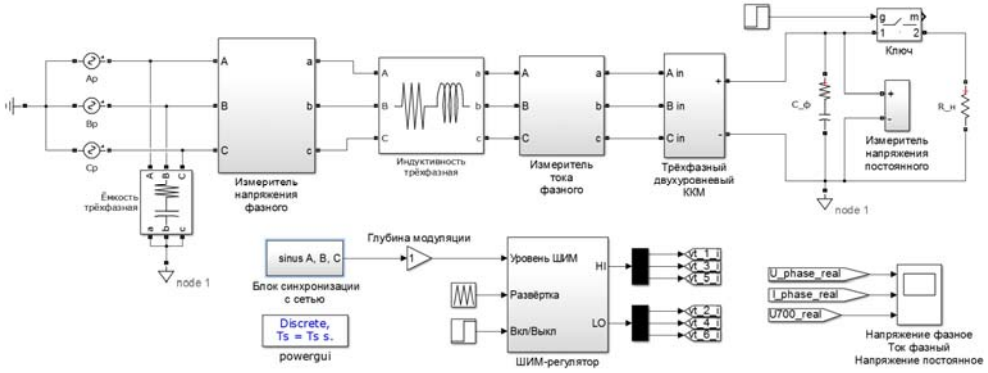


Рис. 2. Имитационная модель трёхфазного ККМ

Работа ККМ с разомкнутой системой управления. Параметры системы:

– ёмкость трёхфазная – 0,33 мкФ;

– индуктивность трёхфазная – 2 мГн;

– ёмкость С_ф – 200 мкФ;

– сопротивление R_н – 100 Ом;

– входное трёхфазное напряжение – 220/380 В, 50 Гц;

– частота коммутации ключей – 100 кГц.

Разомкнутая система управления работает следующим образом: в блоке синхронизации с сетью формируются синусоидальные задания для ШИМ-регулятора, умноженные на глубину модуляции, которые в блоке «ШИМ-регулятор» сравниваются с треугольной развёрткой для формирования импульсов управления силовыми ключами (рис. 3).

Особенность работы такого ККМ заключается в том, что при максимальной глубине модуляции на выходе формируется минимально возможное постоянное

напряжение. И при уменьшении глубины модуляции выходное напряжение увеличивается.

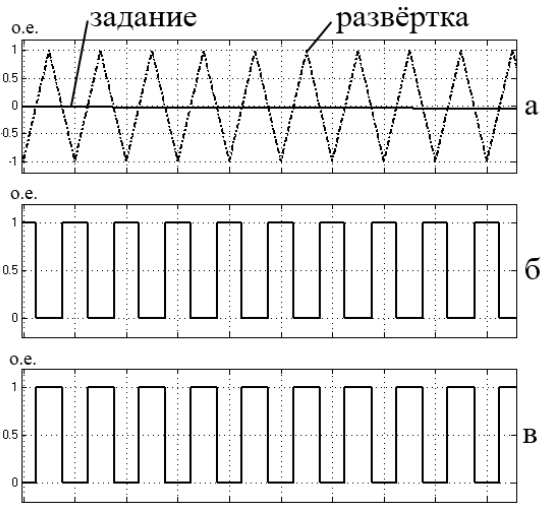


Рис. 3. Формирование импульсов управления силовыми ключами:
а – развертка и задание;
б – импульсы управления ключом анодной группы;
в – импульсы управления ключом катодной группы

На рис. 4, *а* и *б* показаны синусоидальные задания и выходное напряжение ККМ соответственно при глубине модуляции, равной 1. На рис. 4, *в* и *г* показаны синусоидальные задания и выходное напряжение ККМ соответственно при глубине модуляции равной 0,9. Из этих диаграмм видно, что при глубине модуляции, равной 1, среднее значение выходного напряжения равно 623 В при глубине модуляции, равной 0,95, –693 В.

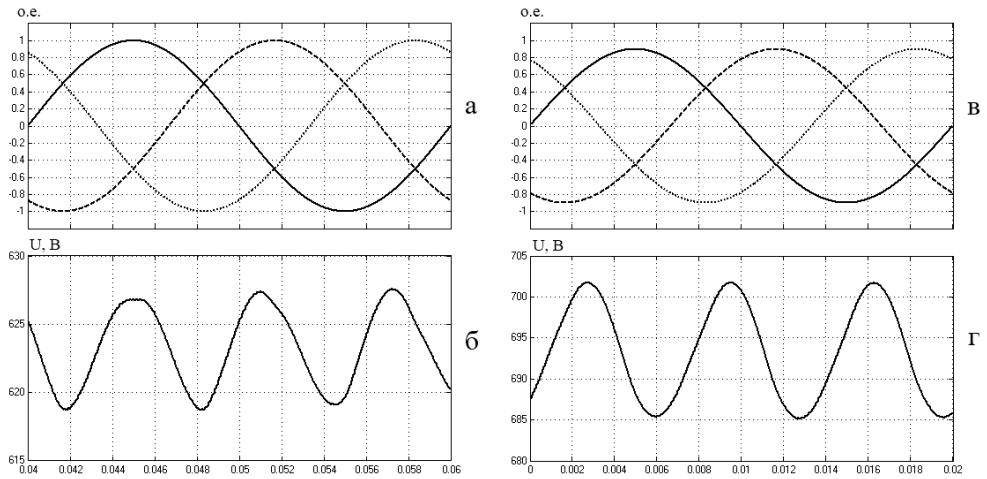


Рис. 4. Диаграммы синусоидальных заданий (*а*, *в*) ККМ и выходного напряжения (*б*, *г*)

Таким образом, после «дозаряда» выходного конденсатора до необходимого значения напряжения нужно включаться на глубину модуляции, соответствующую этому напряжению и напряжению входной сети.

Переход от «дозаряда» к основному контуру управления. Для того, чтобы показать процесс перехода от «дозаряда» к основному контуру управления, была разработана имитационная модель в MATLAB (рис. 5).

В блоке «Режим работы» осуществляется управление режимами «дозаряд» и «основной контур». Сначала он включает режим «дозаряд». По достижении не-

обходимого значения напряжения на выходном конденсаторе этот режим отключается и включается режим «основной контур».

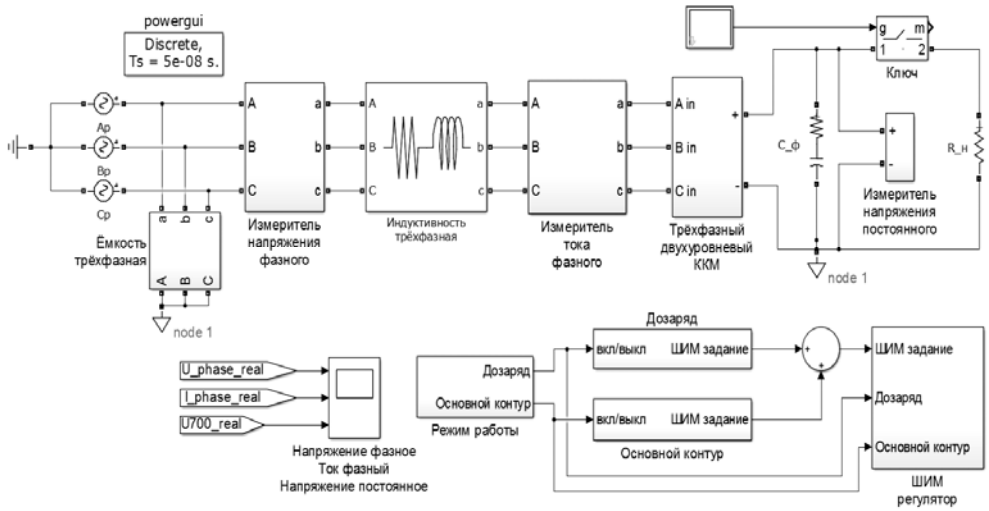


Рис. 5. Имитационная модель ККМ с «дозарядом» и основным контуром управления

Блок «дозаряд» показан на рис. 6.

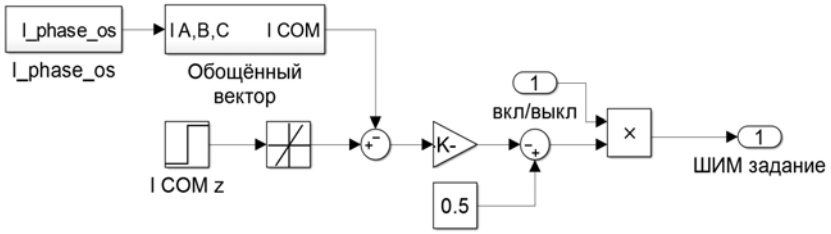


Рис. 6. Схема блока «Дозаряд»

Режим «дозаряда» конденсатора реализуется следующим образом. Вычисляется модуль обобщённого вектора тока в блоке «Обобщённый вектор». Далее вычисляется сигнал ошибки по этому току, корректируется П-регулятором и этот сигнал поступает на вход формирователя ШИМ-регулятора. Так решается задача стабилизации зарядного тока.

Затем, когда выходное напряжение достигает заданного уровня, включается основной контур управления. Схема блока «Основной контур» показана на рис. 7.

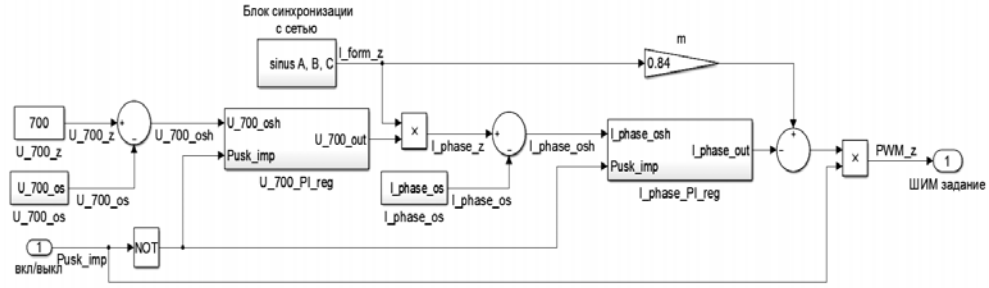


Рис. 7. Схема блока «Основной контур»

Этот блок представляет из собой систему управления с подчинённым регулированием, в которой контур по стабилизации выходного напряжения является внешним, а контур стабилизации входного тока – внутренним. В обоих контурах используются ПИ-регуляторы (U_700_PI_reg, I_phase_PI_reg).

Сигнал «I_form_z» (синусоидальный сигнал, синхронизированный с сетью) умножается на глубину модуляции «m», которая необходима. Далее из него вычитается сигнал выхода регулятора фазного тока и подаётся на ШИМ-регулятор. Тем самым происходит включение на необходимую глубину модуляции.

На рис. 8 представлены результаты моделирования процесса пуска.

В момент времени t_0 включился режим «дозаряд». Выходной конденсатор начинает заряжаться током с амплитудой 2,5 А. В момент времени t_1 напряжение на конденсаторе достигает 700 В, режим «дозаряд» отключается. От момента времени t_1 до t_2 все силовые ключи отключены, ток в фазе спадает до нуля. В момент времени t_2 включается основной контур управления. В момент времени t_3 к выходу преобразователя подключается сопротивление. Провал выходного напряжения составил 30 В. Амплитуда потребляемого из входной сети тока составила 10 А. В момент времени t_4 нагрузка отключилась. Выброс напряжения составил 30 В.

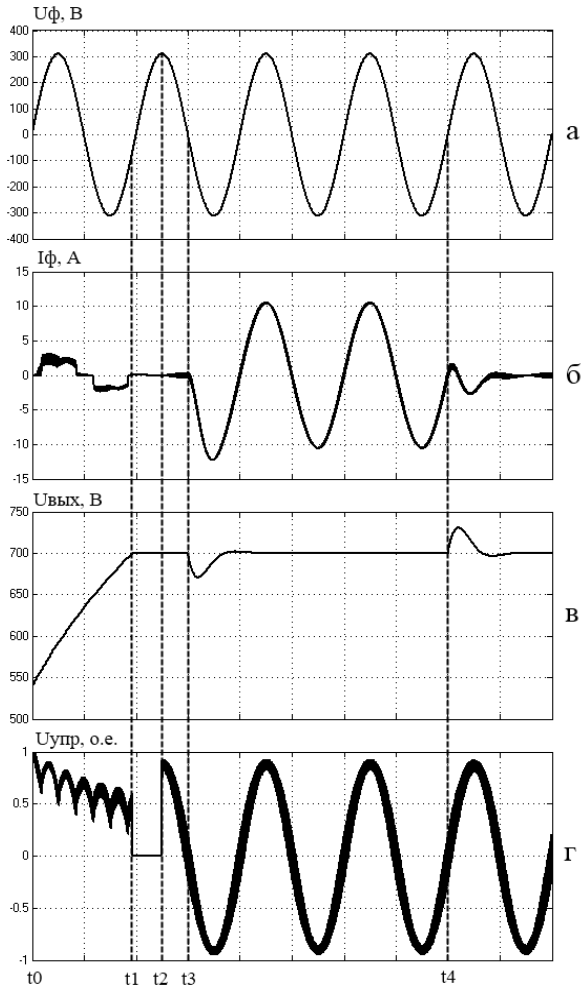


Рис. 8. Результаты моделирования процесса пуска: *а* – диаграмма напряжения фазы А; *б* – диаграмма тока фазы А; *в* – диаграмма напряжения на выходном конденсаторе; *г* – диаграмма сигнала задания для ШИМ-регулятора

Литература

1. Kazmierkowski M.P., Malesani L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters // IEEE Trans. Ind. Electronics. 1998. Vol. 45, № 5. P. 691–703.

2. Kazmierkowski M.P. Control in Power Electronics – Selected Problems. San Diego: USA, 2002. 529 p.

3. Bo Q., Yuan H.X., Yu L.Z. A study of startup inrush current of three-phase voltage source PWM rectifier with PI controller // Proc. Int'l Power Electronics and Motion Control Conf. (IPEMC). 2009. P. 980–983.

4. Kumar M.; Huber L.; Jovanovic M.M. Start-up Procedure for Three-Phase Six-Switch Boost PFC Rectifier // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2014. P. 1852–1859.

УДК 621.391.31

ОРГАНИЗАЦИЯ СВЯЗИ МЕЖДУ КОМПЬЮТЕРОМ И КОНТРОЛЛЕРОМ АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДА ЛОКАЛЬНОЙ ГИПЕРТЕРМИИ

С.В. Сидоров, Д.О. Пахмурин

Рассмотрен принцип построения интерфейса передачи данных между персональным компьютером и аппаратно-программным комплексом для реализации метода локальной гипертермии. Рассмотрены формат общения между устройствами в целом, а также формат отдельных посылок.

Ключевые слова: интерфейс, протокол, RS-485.

Аппаратно-программный комплекс для реализации метода локальной гипертермии (КЛГ) применяется в медицинских целях, является устройством на основе управляемых электронных игольчатых нагревателей [1]. Он осуществляет независимую стабилизацию температуры на каждом нагревателе и обеспечивает равномерное распределение температуры в локальной области живой ткани [2]. В процессе работы над устройством возникла необходимость в удаленном управлении им при помощи персонального компьютера (ПК).

В данной статье рассмотрим принцип построения интерфейса и протокола для передачи данных между ПК и КЛГ.

Интерфейс передачи данных. В связи с тем, что КЛГ и ПК могут находиться на расстоянии как единиц, так и десятков метров, за основу мы возьмем интерфейс RS-485 [3]. При использовании данного интерфейса передача данных ведется по двум проводам. Причем по одному проводу идет оригинальный сигнал, а по другому – его инверсная копия. Таким образом, между двумя проводами всегда есть разница напряжений: положительная – при передаче логической «1», и отрицательная – при «0» (рис. 1).

Такой способ передачи обеспечивает высокую устойчивость к синфазной помехе.

Далее нам необходимо соединить ПК, с одной стороны, и КЛГ – с другой. Для этого интерфейс RS-485 необходимо согласовать с функционирующим на контроллере интерфейсом UART. Для этого будем использовать микросхему преобразователя интерфейсов RS-485 – UART. К примеру, MAX485, ADM2483.

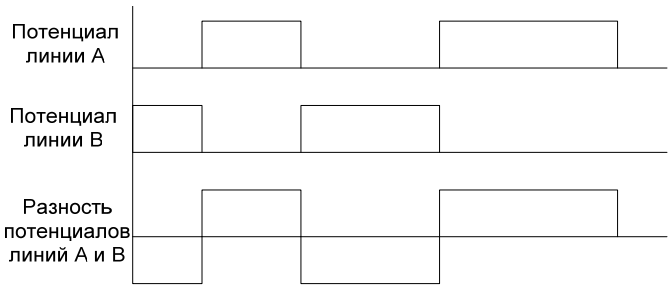


Рис. 1. Потенциалы на линиях RS-485

При передаче по интерфейсу UART каждому байту данных предшествует СТАРТ-бит, сигнализирующий приемнику о начале посылки, за СТАРТ-битом следуют биты данных. Завершает посылку СТОП-бит, гарантирующий паузу между посылками. СТАРТ-бит следующего байта посылается в любой момент после СТОП-бита, то есть между передачами возможны паузы произвольной длительности. СТАРТ-бит обеспечивает простой механизм синхронизации приемника по сигналу от передатчика. Внутренний генератор синхроимпульсов приемника использует счетчик-делитель опорной частоты, обнуляемый в момент приема начала СТАРТ-бита. Этот счетчик генерирует внутренние стробы, по которым приемник фиксирует последующие принимаемые биты (рис. 2).

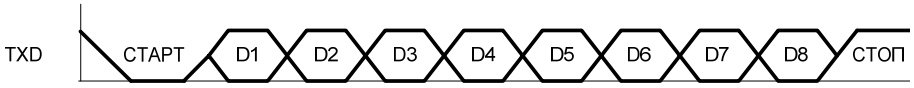


Рис. 2. Электрический сигнал кадра посылки по UART

В связи с тем, что ПК все реже оснащаются COM-портом, выберем иной интерфейс ПК, с которым будем сопрягаться наше устройство. Выбор падает на USB как встречающийся в каждом ПК интерфейс. Для подключения устройств к шине USB используется четырёхпроводной кабель, при этом два провода в дифференциальном включении используются для приёма и передачи данных, а два провода – для питания устройства. Информация по каналу передается в виде пакетов. Каждый пакет начинается с поля синхронизации, за которым следует идентификатор пакета, а за ним поле с побитовой инверсией идентификатора пакета. Биты передаются последовательно по методу NRZI.

Для согласования интерфейса USB персонального компьютера с интерфейсом UART будем использовать микросхему преобразователя интерфейсов USB – UART. К примеру, CP2102, FT232. При установке драйвера, в операционной системе появится виртуальный COM-порт. Микросхема имеет вывод для аппаратного конфигурирования RS-485 в режим передачи и приема (рис. 3).

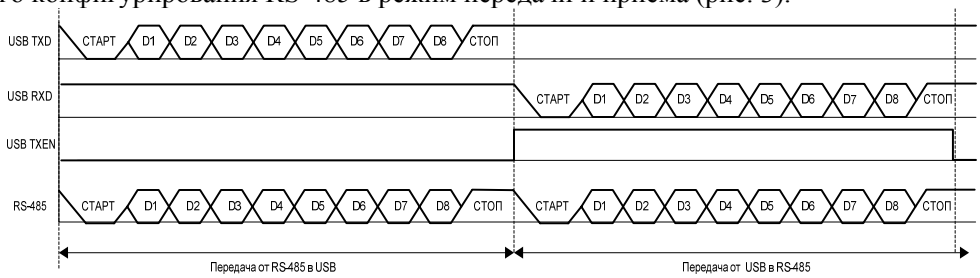


Рис. 3. Электрический сигнал на выводах преобразователя USB-UART

В итоге получаем интерфейс передачи данных с аппаратным преобразованием электрических сигналов (рис. 4).

Рис. 4. Функциональная схема интерфейса передачи данных

Протокол передачи данных. При передаче данных при помощи данного интерфейса возможно искажение данных. Для того чтобы минимизировать ошибки при передаче, вместе с полезной информацией будем передавать дополнительную информацию, при помощи которой мы будем определять, правильно ли передались данные либо же произошло искажение. К такой информации относится контрольная сумма (CRC), предназначенная для проверки целостности данных, а также поле ID устройства, который позволяет указать получателя, которому предназначена посылка (рис. 5).

Рис. 5. Формат посылки

Чтобы избежать коллизий будем применять схему «ведущий» (master) – «ведомый» (slave). «Ведущий» имеет право самостоятельно переключать свой драйвер RS-485 в режим передачи, остальные драйверы RS-485 работают в режиме приёма и называются «ведомыми». Чтобы «ведомый» начал передавать данные в линию связи, «ведущий» посылает ему специальную команду, которая дает прибору с указанным адресом право переключить свой драйвер в режим передачи на определенное время.

После передачи разрешающей команды «ведомому» «ведущий» отключает свой передатчик и ждет ответа «ведомого» в течение промежутка времени, который называется «тайм-аут». Если в течение тайма-ута ответ от «ведомого» не получен, то «ведущий» снова занимает линию связи. В роли «ведущего» обычно выступает программа, установленная на компьютере (рис. 6).

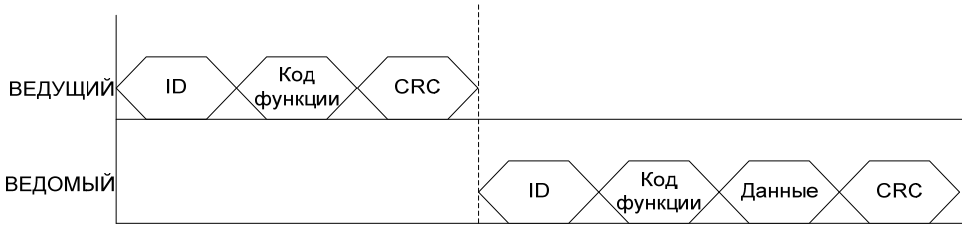


Рис. 6. Запрос-ответ между MASTER и SLAVE

Заключение. Рассмотрен принцип построения интерфейса передачи данных между персональным компьютером и аппаратно-программным комплексом для реализации метода локальной гипертермии. Рассмотрены как формат общения между устройствами в целом, так и вид отдельных посылок. Использование данных принципов позволит осуществлять управление микроконтроллером КЛГ с

персонального компьютера, что дает дополнительные возможности врачу-оператору при проведении процедуры локальной гипертермии.

Литература

1. Пат. 78659 РФ, МПК А 61 В 18/18. Установка и устройство для лечения опухолевых заболеваний / А.В. Кобзев (РФ), Д.О. Пахмурин, В.Д. Семенов, А.А. Свиридов. № 2 008 128 639 /22; заявл. 14.07.08; опубл. 10.12.08. Бюл. №34.

2. Итоги научно-исследовательских работ и курсового проектирования студентов 1–4-х курсов кафедры промышленной электроники: матер. ежегод. науч.-практ. конф. / В.Д. Семенов, А.Ю. Хуторной, В.Н. Учаев и др. Томск, 2009.

3. RS-485 – рекомендованный стандарт электрических характеристик генераторов и приемников для использования в балансных многоточечных системах [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.softelectro.ru/rs485.html, свободный (дата обращения: 29.09.2015).

УДК 621.314.12

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ LC- И LLC-РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

А.А. Столярова, С.Г. Михальченко

Проведен сравнительный анализ последовательных LC- и LLC-резонансных преобразователей с использованием симуляционных моделей, созданных в системе LTspice. Исследована способность регулирования выходного параметра преобразователей при малых токах нагрузки и в режиме холостого хода. Доказано преимущество использования LLC-преобразователя при работе с широким диапазоном входного напряжения.

Ключевые слова: резонансный преобразователь, высокое входное напряжение, режим малых токов.

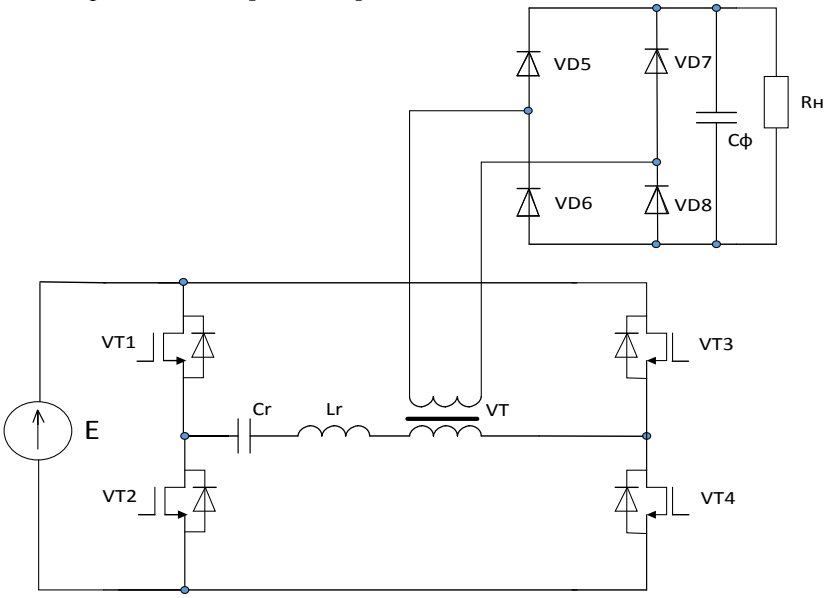
Среди различных видов резонансных преобразователей наиболее простым и распространённым является последовательный LC-резонансный преобразователь [1, 2]. Однако в настоящее время многие авторы более эффективным считают последовательный LLC-преобразователь [1–7], особенно при работе в широком диапазоне входного напряжения.

Схемы LC- и LLC-преобразователя представлены на рис, 1, *а* и *б* соответственно.

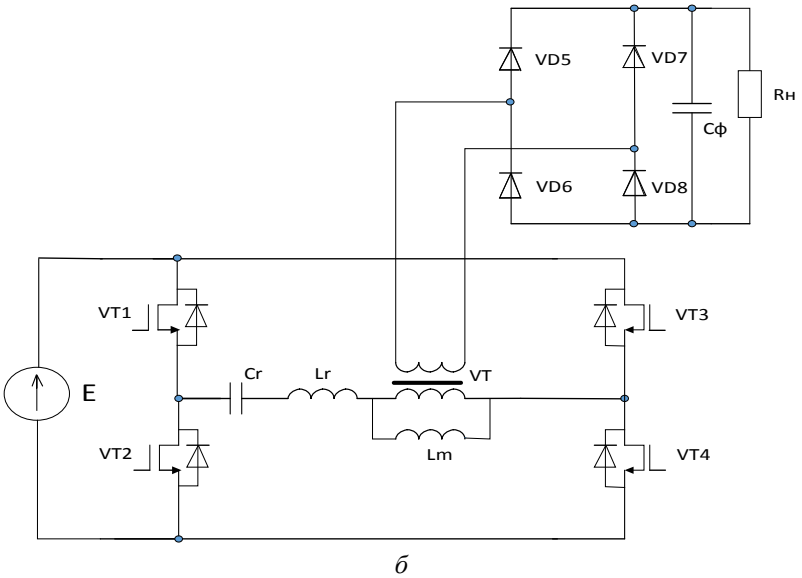
В LC-преобразователе входное напряжение прикладывается к резонансному контуру и первичной обмотке трансформатора. При изменении частоты управления изменяется импеданс резонансного контура. Регулировка выходного напряжения происходит за счет изменения импеданса резонансного контура при изменении рабочей частоты трансформатора. Соответственно коэффициент усиления резонансного преобразователя с последовательным LC-контуром не превышает единицу [1, 2].

LLC-преобразователь является модификацией классического LC-преобразователя, в котором параллельно первичной обмотке трансформатора добавлена шунтирующая индуктивность, как показано на рис. 1, *б*. Предполагается, что благодаря току, протекающему через эту шунтирующую индуктивность, возможно увеличить КПД преобразователя при высоком входном напряжении, когда дина-

мические потери намного превышают статические [2]. Максимальный коэффициент передачи такого преобразователя превышает единицу и наблюдается на частоте ниже резонансной [1, 2, 6, 7].



а



б

Рис. 1. Схема LC-резонансного преобразователя – *а*;
схема LLC-резонансного преобразователя – *б*

В ряде источников [1, 2] указывается в качестве преимущества LLC-преобразователя более резкий наклон передаточной характеристики, что позволяет производить регулировку выходного напряжения, используя меньший диапазон изменения частоты, и делает возможным регулировку в режиме малых токов. Для сравнения рассмотрим передаточные характеристики этих двух типов

преобразователей с идентичными параметрами колебательного контура C_r = 0,24 мкФ, L_r =18 мкГн, коэффициент трансформации равен единице. В случае LLC-преобразователя индуктивность намагничивания $L_в$ =80 мкГн, в пять раз превышает индуктивность рассеивания L_r. Передаточные характеристики получены с помощью симуляционных моделей в системе LTspice.

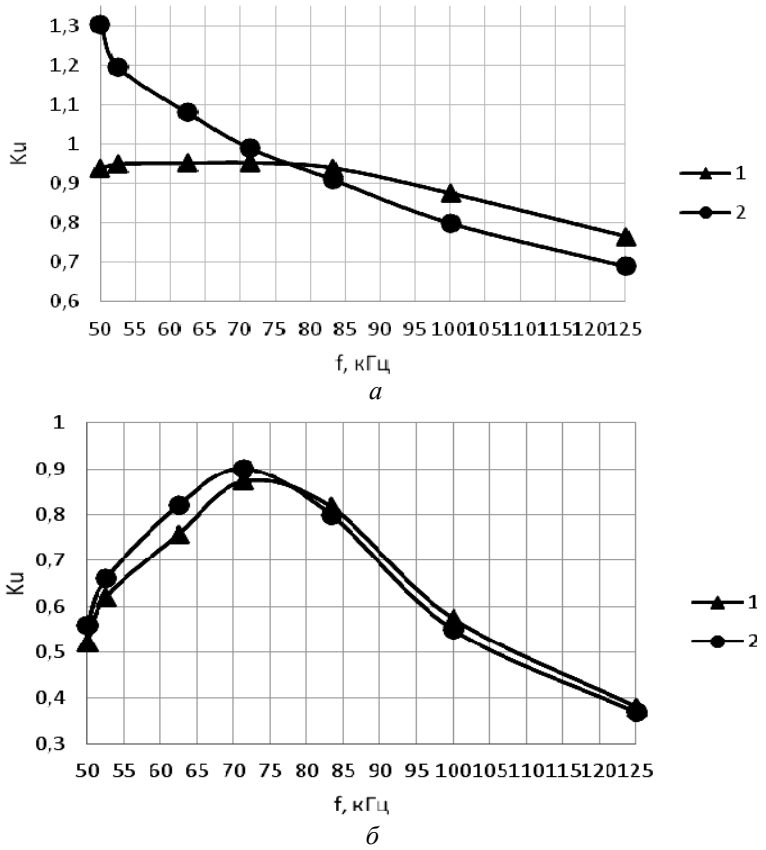


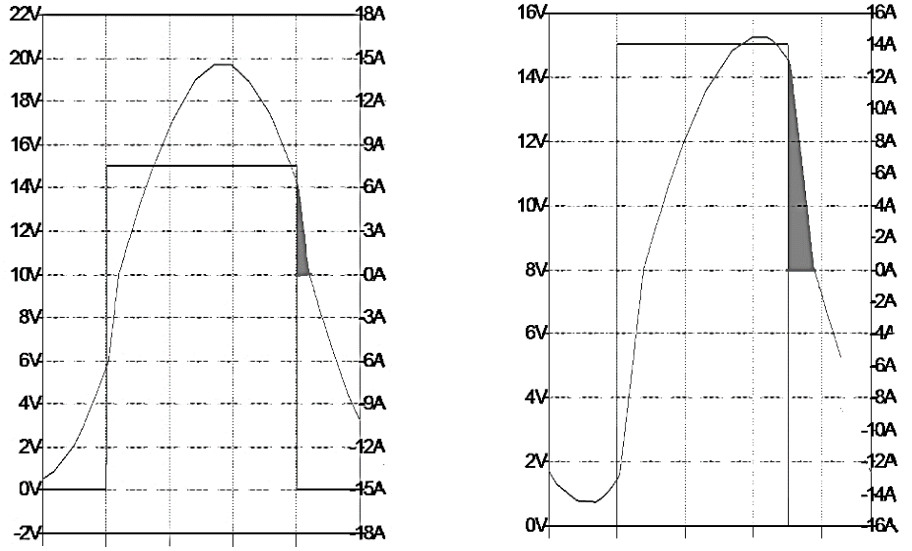
Рис. 2. Передаточные характеристики LC- (*1*) и LLC-резонансных (*2*) преобразователей для разных нагрузок: *а* – $R_Н$ =20 Ом; *б* – $R_Н$ =5 Ом. Входное напряжение – 100 В

Как можно видеть, при небольшом токе нагрузки характеристики действительно различаются. Характеристика LLC-преобразователя действительно позволяет несколько сузить диапазон регулировки, хотя и не так сильно. Регулировка при нулевом токе невозможна в обоих случаях. При увеличении тока нагрузки характеристики приближаются друг к другу и на рис. 2, *б* они уже практически идентичны, следовательно, работа на такую нагрузку для данных параметров контура преобразователя нецелесообразна.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что LLC-преобразователь действительно несколько более эффективен, особенно при малых токах нагрузки, но при этом максимальная нагрузочная способность, как и в обычном LC-преобразователе, ограничена параметрами элементов резонансного контура.

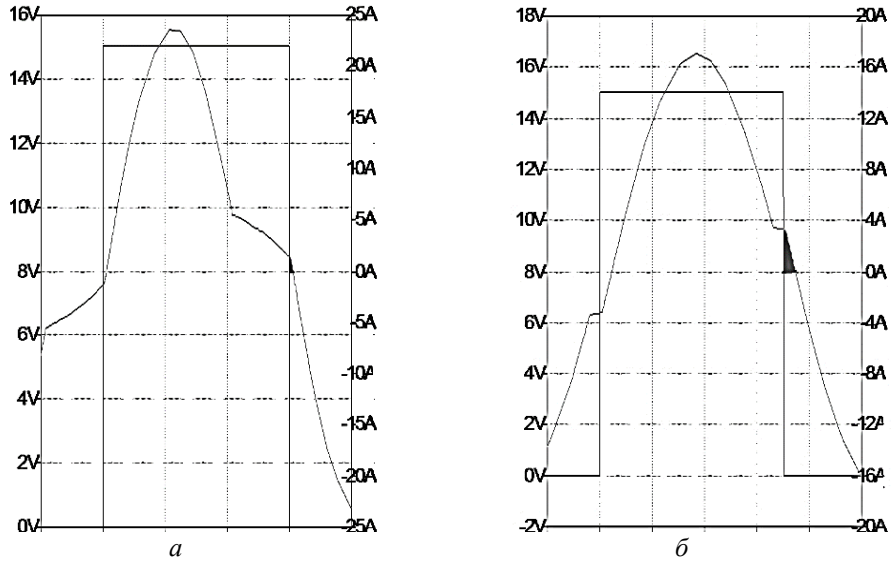
Последовательный LC-резонансный преобразователь может работать в режиме переключения при нулевых токах, на частоте работы ниже резонансной и в

режиме переключения при нулевом напряжении, когда частота выше резонансной. Для преобразователей с высоким выходным напряжением предпочтителен второй режим работы [2, 4], который и будем рассматривать в дальнейшем.



а *б*

Рис. 3. Ток, протекающий через LC-резонансный контур при стабилизированном выходном напряжении 100 В и сопротивлении нагрузки 10 Ом:
а – при входном напряжении 105 В; *б* – при входном напряжении 130 В



а *б*

Рис. 4. Ток, протекающий через LLC-резонансный контур при стабилизированном выходном напряжении 100 В и сопротивлении нагрузки 10 Ом:
а – при входном напряжении 90 В; *б* – при входном напряжении 115 В

Одной из основных проблем LC-преобразователя является резкое уменьшении КПД при увеличении входного напряжения. Это происходит за счет того, что рабочая частота преобразователя становится намного больше резонансной. Из рис. 3 можно видеть, что переключение транзисторов происходит при гораздо большем токе, соответственно возрастают динамические потери. Значительная часть статических потерь в резонансном преобразователе определяется величиной циркулирующей в контуре энергии, которая не передается в нагрузку (выделенные диапазоны на рис. 3), которая также возрастает при увеличении входного напряжения.

LLC-преобразователи работают в диапазоне частот между резонансной частотой и частотой максимального усиления. При этом переключение транзисторов происходит при нулевом напряжении и значениях тока, близких к нулевому (рис. 4). Как можно видеть и циркулирующая энергия, и ток, при котором происходит переключение транзисторов, имеют меньшие значения, чем в LC-преобразователе.

Заключение. Использование LLC-преобразователя по сравнению с LC-преобразователем позволяет уменьшить динамические и статические потери за счет уменьшения уровня циркулирующей в контуре энергии и уменьшения значений тока, при котором происходит переключение транзисторов, что позволяет увеличить КПД преобразователя. Главное его достоинство и отличие заключается в том, что переключение транзисторов происходит при значениях тока, близких к нулю, даже при больших величинах входного напряжения. Таким образом, в данном типе резонансного преобразователя КПД практически не зависит от величины входного напряжения.

Литература

1. Yang B. Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system / B. Yang. PhD. etd-09152003-180228. 09.12.2003.

2. Choi H. Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR-Series Fairchild Power Switch. – www.fairchildsemi.com. Rev. 1.0.2 10/22/14.

3. Li X. Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter / X. Li, A.K.S. Bhat // Power electronics. 2010. Vol. 25, № 4. P. 850–862.

4. Wang J.-M. A novel control scheme of synchronous buck converter for ZVS in light-load condition / J.-M. Wang, S.-T. Wu, G.-C. Jane // Power electronics. 2014. Vol. 26, №11. P. 3264–3271.

5. Moon S.C. Analysis and design of a wireless power transfer system with an intermediate coil for high efficiency / S.C. Moon, B.-C. Kim, S.-Y. Choet al. // Industrial electronics. 2014. Vol. 61, № 11. P. 5861–5870.

6. Li X. A LLC-type dual-bridge resonant converter: analysis, design, semulation and experimental results // Power electronics. 2014. Vol. 28, № 8. P. 4313–4321.

7. Beiranvand R. Optimising the LLC-LC resonant converter topology for wide-output-voltage and wide-output-load applications / R. Beiranvand, M.R. Zolghadri, B. Rashidian, S.M.H. Alavi // Power electronics. 2011. Vol. 26, № 11. P. 3189–3205.

УДК 004.415.2

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЯЧЕЙКИ ИСПЫТАТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ПРОГРУЗКИ АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННЫМ ТОКОМ

Н.П. Винтоняк, В.А. Федотов, В.Д. Семенов

Рассмотрены структура импульсного источника питания постоянного тока для прогрузки автоматических выключателей и его программное обеспечение, описанное в соответствии с методикой проектирования программного обеспечения микроконтроллеров для быстродействующих систем управления.

Ключевые слова: импульсный стабилизатор тока, короткое замыкание, микроконтроллер, программно-аппаратная структурная схема, диаграмма состояний.

Ежегодно в мировой промышленности выпускаются сотни тысяч автоматических выключателей различной мощности, которые используются практически в любой сфере деятельности человека. Одной из основных характеристик автоматического выключателя является ток мгновенного расцепления [1], проверяемый путем короткого замыкания. При испытаниях автоматических выключателей, в зависимости от их мощности, ток короткого замыкания варьируется от тысяч до десятков тысяч ампер. Наихудшим условием для расцепления контактов автоматического выключателя является работа на постоянном токе, т.к. при его протекании нет моментов спада напряжения до нуля, что увеличивает время дугового разряда.

Для имитации короткого замыкания постоянного тока используются мощные источники питания [2]. В рамках проекта ГПО «ПрЭ-1401 – Комплекс испытательный для прогрузки постоянным током 26 кА» был разработан источник питания постоянного тока с выходной мощностью 104 кВт, который состоит из 7 параллельно подключенных ячеек, запускаемых одним синхронизирующим сигналом.

Каждая ячейка испытательного комплекса для прогрузки автоматических выключателей постоянным током (в дальнейшем – ячейка) представляет собой импульсный стабилизатор тока с микропроцессорной системой управления (рис. 1).

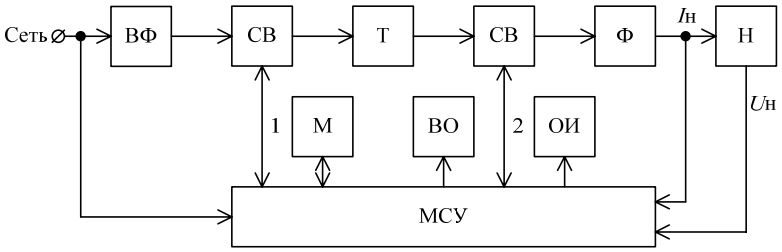


Рис. 1. Структурная схема ячейки испытательного комплекса для прогрузки автоматических выключателей постоянным током

В состав ячейки входят выпрямитель и фильтр (ВФ), силовой инвертор (СИ), силовой трансформатор (Т), синхронный выпрямитель (СВ), выходной фильтр (Ф), вентиляторы охлаждения (ВО), органы индикации (ОИ) и микропроцессорная система управления (МСУ). МСУ управляет силовым инвертором (*1*) и синхронным выпрямителем (*2*), реализуя алгоритм фазового управления, и стабили-

зирует ток нагрузки ($I_н$), реализуя цифровой регулятор. В случае перегрузки транзисторов силового инвертора, а также в случае перегрева силового инвертора (*1*) или синхронного выпрямителя (*2*) данные обрабатываются МСУ и ячейка переходит в состояние защиты, выводя соответствующее сообщение на органах индикации. Использование МСУ позволяет реализовать цифровое управление ячейкой с помощью промышленного протокола Modbus, что в свою очередь позволяет «Мастеру» (М) устанавливать выходной ток ячейки, считывать показания телеметрии, менять параметры цифрового регулятора и проводить сервисные работы над ячейкой.

Для разработки программного обеспечения (ПО) МСУ ячейки использовалась методика проектирования программного обеспечения микроконтроллеров для быстродействующих систем управления [3]. В соответствии с данной методикой сначала была разработана программно-аппаратная структурная схема (рис. 2), которая состоит из:

– Узлов объекта управления, области ПО, программно-аппаратных связей, внешних сообщений и запросов [3].

– Блока виртуальных таймеров (БВТ), который предоставляет таймеры остальным блокам ПО для отсчета временных интервалов.

– Блока входных сигналов (БВС), который обрабатывает синхронизирующий сигнал (синхронизация).

– Блока Modbus (БМ), который реализует промышленный протокол Modbus для взаимодействия с «Мастером» (сигнал R_x, сигнал T_x).

– Блока сохранения данных (БСД), который записывает необходимые данные в FLASH-память микроконтроллера (параметры цифрового регулятора, адрес в сети Modbus и т.д.).

– Блока АЦП (БАЦП), который обрабатывает оцифрованные данные с датчиков тока (датчик $I_н$), напряжения (датчик $U_н$), температуры (датчики T) и предоставляет их другим блокам ПО.

– Блока фазового управления (БФУ), который управляет силовым инвертором (Упр. *VT*1 – Упр. *VT*4) и синхронным выпрямителем (Упр. *VD*1′ – Упр. *VD*2′), реализуя алгоритм фазового управления, и стабилизирует ток нагрузки путем построения цифрового регулятора. Также БФУ отслеживает сигнал перегрузки транзисторов силового инвертора (защита *VT*) и в случае его возникновения переводит ячейку в состояние защиты.

– Блока управления синхронным выпрямителем (БУСВ), который производит включение и отключение синхронного выпрямителя (Вкл. *VD*′).

– Блока управления (БУ), который управляет вентиляторами охлаждения (Вкл. вент. охл.), органами индикации (Индикация), отслеживает перегрев элементов ячейки и координирует работу остальных блоков ПО.

В соответствии с методикой [3] в дальнейшем были разработаны диаграммы состояний для каждого блока ПО, входящего в программно-аппаратную структурную схему ячейки. Диаграмма состояний блока управления (рис. 3) описывает основной алгоритм работы ячейки.

При инициализации БУ производит настройку аппаратной части микроконтроллера и переходит в состояние «Ожидание». При выполнении заданных условий возникает внутреннее сообщение «*Int*: Вкл. сервис», и БУ переходит в состояние «Сервис», в котором производятся сервисные работы над ячейкой. По окончании сервисных работ возникает внутреннее сообщение «*Int*: Выкл. сервис», и БУ переходит в состояние «Ожидание».

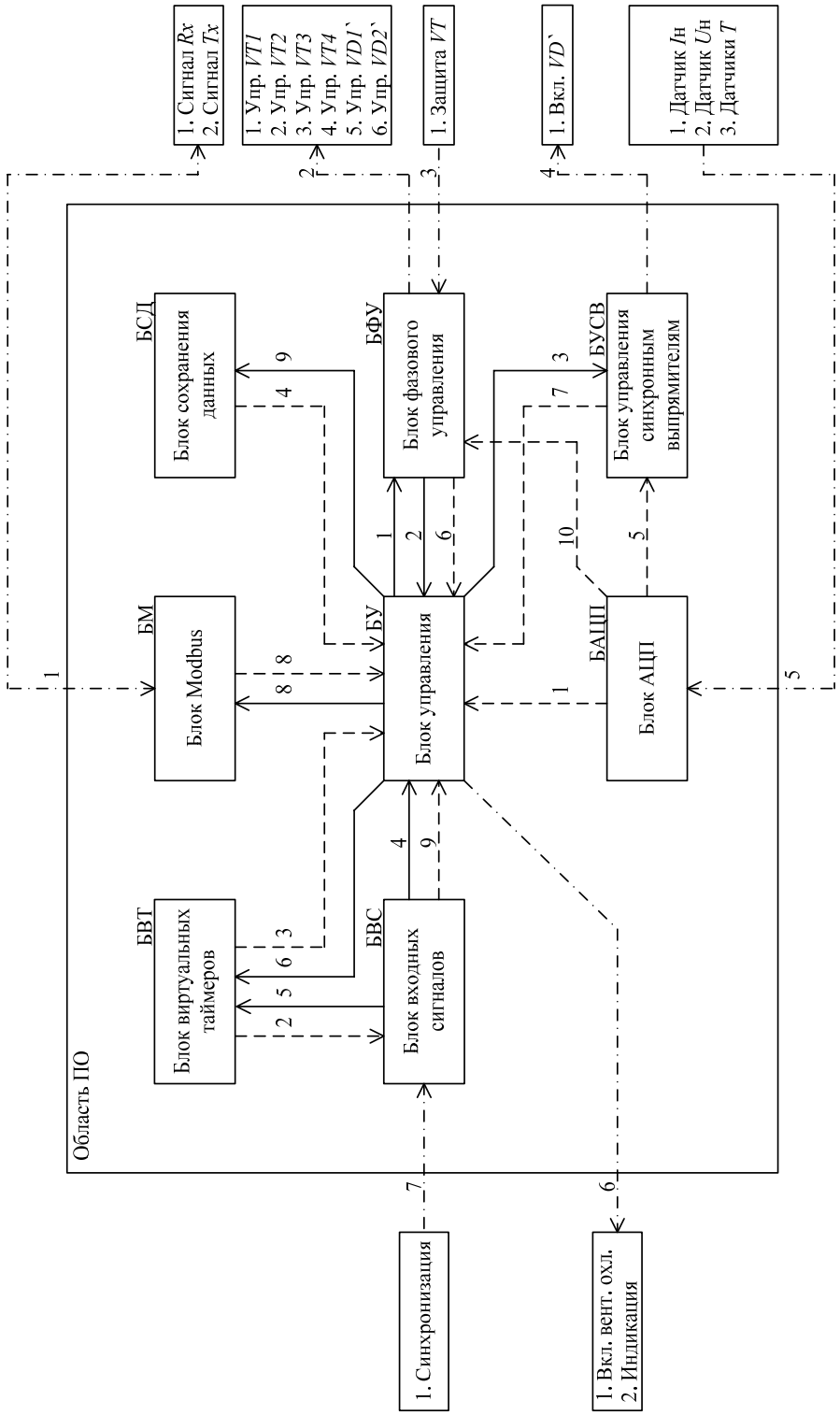


Рис. 2. Программно-аппаратная структурная схема ячейки испытательного комплекса для прогрузки автоматических выключателей постоянным током

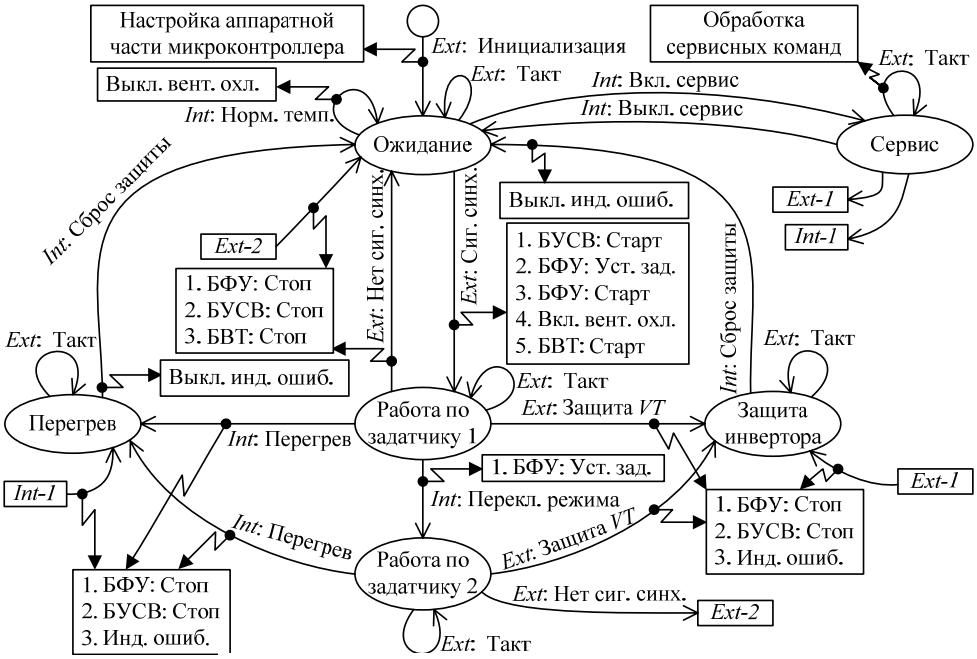


Рис. 3. Диаграмма состояний блока управления

При поступлении синхронизирующего сигнала возникает внешнее сообщение «*Ext*: Сиг. синх.», и БУ переходит из состояния «Ожидание» в состояние «Работа по задатчику 1», отправляя внешние сообщения в другие блоки ПО и включая вентиляторы охлаждения. При выполнении заданных условий возникает внутреннее сообщение «*Int*: Перекл. режима», и БУ переходит в состояние «Работа по задатчику 2», отправляя внешнее сообщение в БФУ. Таким образом, реализуется «наброс» тока нагрузки, т.е. изначально в нагрузке протекает номинальный ток автоматического выключателя (состояние «Работа по задатчику 1»), а по истечении заданного времени формируется ток короткого замыкания (состояние «Работа по задатчику 2»), при котором происходит расцепление контактов автоматического выключателя. При отсутствии синхронизирующего сигнала возникает внешнее сообщение «*Int*: Нет сиг. синх.», и БУ из состояния «Работа по задатчику 1» или «Работа по задатчику 2» переходит в состояние «Ожидание», отправляя внешние сообщения в другие блоки ПО. При перегрузке транзисторов силового инвертора возникает внешнее сообщение «*Ext*: Защита *VT*», и БУ переходит в состояние «Защита инвертора», отправляя внешние сообщения в другие блоки ПО и выводя соответствующие данные на органы индикации. При перегреве элементов ячейки возникает внутреннее сообщение «*Int*: Перегрев», и БУ переходит в состояние «Перегрев», отправляя внешние сообщения в другие блоки ПО и выводя соответствующие данные на органы индикации. При выполнении условий сброса защиты возникает внутреннее сообщение «*Int*: Сброс защиты», и БУ переходит в состояние «Ожидание», выводя соответствующие данные на органы индикации. При выполнении условий отключения вентиляторов охлаждения (температура элементов ячейки находится в заданном диапазоне) возникает внутреннее сообщение «*Int*: Выкл. вент. охл.», и БУ отключает вентиляторы охлаждения.

Описание остальных блоков ПО, программная реализация и документирование разработанного ПО выходят за рамки данной статьи.

Разработанное программное обеспечение полностью соответствует заданному алгоритму работы ячейки испытательного комплекса для прогрузки автоматических выключателей постоянным током, что подтверждено натурными испытаниями. Методика [3] позволила значительно ускорить процесс разработки программной и аппаратной части ячейки, что подтверждает её практическую ценность.

Литература

1. ГОСТ Р 50345-2010. Аппаратура малогабаритная электрическая. Автоматические выключатели для защиты от сверхтоков бытового и аналогичного назначения. Введ. 2012-01-01. М.: Изд-во стандартов, сор. 2012.

2. Сакавов Т.Р. Обзор источников постоянного тока для прогрузки автоматических выключателей / Т.Р. Сакавов, Н.П. Винтоняк, Р.Г. Калинин // Научная сессия ТУСУР–2015. Томск, 2015. Т. 3. С. 76–79.

3. Винтоняк Н.П. Методика проектирования программного обеспечения микроконтроллеров для быстродействующих систем управления / Н.П. Винтоняк, В.А. Федотов, В.Д. Семенов // Доклады ТУСУРа. 2015. № 2(36). С. 175–179.

УДК 621.613

СТАБИЛИЗАЦИИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ СИСТЕМЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТЫ НА БАЗЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА

Д.Р. Фаррахов, И.И. Ямалов, В.Е. Вавилов

Предложен новый метод стабилизации напряжения магнитоэлектрического генератора автономных объектов. Разработаны математическая и имитационная модели позволяющие производить его исследования, и проведена экспериментальная верификация предложенного метода.

Ключевые слова: магнитоэлектрический генератор, стабилизация напряжения, система управления магнитоэлектрическим генератором.

Повышение энерговооруженности летательного аппарата (ЛА) при одновременной минимизации его массогабаритных показателей является важной задачей современного авиастроения, решение которой позволит значительно расширить функциональные возможности ЛА и повысить его топливную и экономическую эффективность [1, 2]. Кроме того, повышение энерговооруженности ЛА позволит отказаться от гидравлических и пневматических приводов и заменить их на менее энергозатратные и более надежные, а также обладающие меньшей массой привода с электромеханическими преобразователями энергии [3, 4].

Из анализа работ [5–9] установлено, что одним из решений данной задачи является построение системы электроснабжения (СЭС) ЛА на базе бесконтактного магнитоэлектрического генератора (МЭГ), который обладает максимальной надежностью и КПД при минимальной удельной массе [7–9].

Вместе с тем существует ряд сложностей, препятствующих широкому использованию МЭГ в СЭС ЛА, таких как:

– сложность обеспечения защиты МЭГ при аварийных режимах работы (коротком замыкании, перегрузках и т.д.) [13];

– сложность управления и стабилизации выходного напряжения МЭГ при изменении нагрузки [10], а также обеспечение качества электроэнергии канала генерирования, согласно ГОСТ Р 54073–2010 «Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии».

При полете ЛА в зависимости от режима работы его силовой установки и этапа выполнения полетного задания количество работающих бортовых приемников, а следовательно, и нагрузка генератора ЛА, изменяются в широких пределах, что приводит к снижению или повышению его напряжения. Согласно ГОСТ Р 54073-2010 напряжение СЭС ЛА должно оставаться стабильным и находиться в пределах от 108 до 118 В.

В генераторах с электромагнитным возбуждением при изменении нагрузки величина магнитного потока в воздушном зазоре регулируется за счет изменения тока обмотки возбуждения, что обеспечивает стабильность напряжения. Ввиду того, что магнитный поток в воздушном зазоре МЭГ создается постоянными магнитами, управлять и стабилизировать его выходное напряжение методами, аналогичными методам управления генераторами с электромагнитными возбуждением, невозможно. Отечественными и зарубежными авторами были разработаны различные технические решения данной проблемы (подмагничивание спинки статора, применение магнитных шунтов и т.д.) [11, 12], применение которых приводит к значительному увеличению массогабаритных показателей СЭС ЛА. Поэтому задача управления и стабилизации выходного напряжения СЭС ЛА на базе МЭГ при сохранении ее преимуществ по массогабаритным показателям перед СЭС ЛА с генераторами с электромагнитным возбуждением не решена в полной мере научно-техническим сообществом.

Объектом исследования в работе является канал генерирования СЭС ЛА на базе МЭГ мощностью 100 кВА с частотой вращения ротора не более 24000 об/мин. Нагрузка МЭГ изменяется от холостого хода до трехкратной перегрузки (согласно ОСТ 100818.

МЭГ сочленён с приводом постоянный частоты типа привода гидролопаточного или двухконтурного привода гидролопаточного, поэтому частота вращения ротора МЭГ постоянна.

Для решения указанных проблемавторами были разработаны метод управления и стабилизации выходного напряжения МЭГ в СЭС ЛА [14], а также технические решения в части защит МЭГ при аварийных режимах работы. Технические решения по защитам МЭГ при аварийных режимах изложены в работе [15] и здесь, ввиду ограниченности объема, не рассматриваются.

Суть предлагаемого метода управления и стабилизации выходного напряжения МЭГ заключается в том, что управление напряжением осуществляется изменением магнитного поля реакции якоря МЭГ посредством индуктивного или емкостного тока, формируемого цифровым модулем (ЦМ). ЦМ подключается параллельно нагрузке до фидера МЭГ и потребляет ток, сдвинутый относительно напряжения МЭГ строго на ±90°, тем самым ЦМ либо усиливает магнитное поле реакция якоря МЭГ и снижает его напряжение (индуктивный ток), либо ослабляет магнитное поле реакции якоря и повышает напряжение МЭГ (емкостный ток). При этом ток ЦМ является для МЭГ реактивным и не создаёт дополнительных тепловых потерь в обмотке МЭГ и механической нагрузки на валу.

Благодаря применению современной элементной базы масса ЦМ незначительная. Так, по предварительным расчетам авторов, масса МЭГ с жидкостным охлаждением с частотой вращения ротора 24000 об/мин и мощностью 100 кВА с

ЦМ составляет не более 30 кг, при КПД всей системы составляет 0,9–0,92. Для сравнения, масса современного генератора с электромагнитным возбуждением мощностью 90 кВА (ГТ90НЖЧ12КВ, ОАО «Аэроэлектромаш») с системой управления его напряжением (БРЗУ-115, ОАО «СЭГЗ») составляет 36,4 кг, а КПД всей системы 0,76–0,78. Кроме того, МЭГ обладает более высокой надежностью (благодаря бесконтактности) и не требует дополнительной энергии на возбуждение. Поэтому предложенное техническое решение является более перспективным для современных ЛА.

Для подтверждения работоспособности предложенного метода управления и стабилизации выходного напряжения МЭГ в СЭС ЛА и доказательства возможности его практической реализации авторами была разработана имитационная модель канала генерирования в программном комплексе Matlab [16], которая позволяет оценить работоспособность предложенного метода управления и стабилизации выходного напряжения генератора МЭГ, а также длительность переходных процессов, точность стабилизации напряжения и получить регулировочную характеристику ЦМ.

Разработанная имитационная модель состоит из нескольких блоков: блок нагрузок (Load), блок ЦМ, реализованный блоками (CurrentRegulator и Solver), а также блока привод-генератора (Generator).

При моделировании рассматривался МЭГ со следующими численными параметрами: частота вращения 24000 об/мин, номинальная мощность 100 кВА, частота генерируемого напряжения 400 Гц, магнитная индукция в воздушном зазоре 0,66 Тл.

Из анализа результатов моделирования видно, что предложенный метод управления и стабилизации напряжения МЭГ работоспособен и позволяет управлять напряжением МЭГ в широком диапазоне изменения нагрузок. Кроме того, из результатов моделирования видно, что наибольшая длительность переходного процесса наблюдается при изменении нагрузки от двукратной перегрузки до холостого хода и составляет 70 мс. При этом напряжение генератора достигает 140 В, т.е. увеличивается на 21,7%, после чего восстанавливается до номинального значения.

Ток ЦМ при моделировании работы СЭС ЛА меняется в диапазоне от 0 А при 80% нагрузке до 200 А при холостом ходе или нагрузке 160%. При этом в режиме холостого хода генератора ток ЦМ отстаёт от напряжения, а в режиме перегрузки – опережает на 90°, что также подтверждает правильность предложенного метода управления напряжением.

Для подтверждения данных имитационного моделирования авторами был разработан и подвергнут испытаниям макет ЦМ с МЭГ.

Раскрутка макета генератора осуществляется путем подачи сжатого воздуха на турбину макета безредукторной ВСУ от технологического двигателя, сочленённого с МЭГ с номинальной мощностью 120 кВт, номинальной частотой вращения 60 000 об/мин, фазное напряжение 115 В.

Испытания ЦМ производились при частоте вращения ротора генератора 25000 об/мин, мощности 40 кВт и фазном напряжении 68 В. Управление ЦМ осуществлялось в ручном режиме. При этом осциллографом GWINSTEK GDS 73-154 производились измерения осциллограмм напряжения генератора.

Из полученных осциллограмм видно, что разработанный ЦМ позволяет управлять напряжением МЭГ: с 68 В напряжение понижалось до 60 В (на 11,8%), после чего посредством ЦМ стабилизировалось до 68 В (номинальное значение).

И соответственно напряжение повышалось с 68 до 74 В (на 8,8 %), после чего стабилизировалось ЦМ до 68 В (номинальное значение). Полученные результаты подтверждают работоспособность предложенного принципа управления и стабилизации напряжения. Кроме того, полученные результаты доказывают адекватность разработанной имитационной модели и позволяют использовать ее в дальнейшем для проектирования канала генерирования ЛА различной мощности.

Таким образом, в работе представлен метод управления и стабилизации выходного напряжения системы генерирования переменного тока стабильной частоты на базе магнитоэлектрического генератора, разработана имитационная модель, позволяющая вести численные исследования предложенного метода, и проведены его экспериментальные исследования.

Литература

1. Волокитина Е.В. Исследования по созданию системы генерирования и запуска маршевого двигателя в концепции полностью электрифицированного самолета // Электроснабжение и электрооборудование. 2011. Ч. 1, № 4. С. 29–33.
2. Исмагилов Ф.Р., Хайруллин И.Х., Вавилов В.Е. Application of hybrid magnetic bearings in aviation starter-generators // International Review of Electrical Engineering. Vol. 9, № . P. 506–510.
3. Туев Ю.Р., Волокитина Е.В., Журавлева А.И. Инновационные направления развития «электрических» газотурбинных двигателей // Электроснабжение и электрооборудование. 2011. № 4. С. 34–36.
4. Власов А.И. Исследования по определению оптимальных параметров и структуры системы электроснабжения полностью электрифицированного самолета // Электроника и электрооборудование транспорта. 2010. № 4. С. 2–7.
5. Kraehenbuehl D., Zwyssig C., Kolar J. Half-Controlled Boost Rectifier for Low-Power High-Speed Permanent-Magnet Generators // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2011. Vol. 58, № 11. P. 5066–5075.
6. Гарганеев А.Г., Грабовецкий Г.В., Харитонов С.А. Электромагнитные процессы в системе генерирования постоянного тока «МЭГ – однофазный мостовой выпрямитель» // Научный вестник Новосиб. гос. техн. ун-та. 2012. № 2. С. 143–154.
7. Харитонов С.А., Коробков Д.В., Маслов М.А. и др. Система генерирования электрической энергии типа «переменная скорость – постоянная частота» на базе синхронного генератора с возбуждением от постоянных магнитов и инверторов напряжения // Электротехника. 2008. № 6. С. 27–32.
8. Кузьмичев Р.В. Генератор в системе электроснабжения самолета с повышенным уровнем электрификации [Электронный ресурс] URL: http://www.uacrussia.ru/ru/common/img/news/con/Kuzmichev.pdf (дата обращения: 21.07.2012).
9. Cavagnino A., Li Z., Tenconi A., Vaschetto S. Integrated generator for more electric engine: Design and testing of a scaled-size prototype // IEEE Transactions on Industry Applications. 2013. Vol. 49, issue 5. P. 2034–2043.
10. Ледовский А.Н. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами. М.: Энергоатомиздат, 1985. 169 с.
11. Балагуров В.А. Электрические генераторы с постоянными магнитами. М.: Энергоатомиздат, 1988. 279 с.
12. Jacek F. Gieras Wing Permanent Magnet Motor Technology. Marcel Dekker, Inc, 2002. 611 p.

13. Ganev E., Bansal M.L., Warr W.H. System and method for fault protection for permanent magnet machines. Patent USA US 7276871 B2. 2.10.2007.

14. Исмагилов Ф.Р., Хайруллин И.Х., Фаррахов Д.Р. и др. Система управления и защиты магнитоэлектрического синхронного генератора для автономных объектов. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ № 2015613868 от 30.03.2015.

15. Герасин А.А., Чуянов Г.А., Исмагилов Ф.Р. и др. Устройство защиты магнитоэлектрического генератора от короткого замыкания (варианты). Патент РФ 2498473 C1 H02H7/06 , 10.11.2013.

16. Исмагилов Ф.Р., Фаррахов Д.Р., Вавилов В.Е. и др. Имитационная модель авиационного стартер-генератора // Авиакосмическое приборостроение. 2014. № 9. С. 27–32.

УДК 621.314

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ НАВЕДЕНИЯ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ НА СОЛНЦЕ

К.В. Аржанов

Рассмотрен вопрос о повышении энергетической эффективности следящепозиционных систем наведения солнечных батарей на Солнце.

Ключевые слова: солнечная батарея, энергетическая эффективность, шаговый двигатель, режим позиционирования, датчик положения Солнца, контроллер.

В области возобновляемых источников энергии одним из наиболее перспективных направлений является солнечная энергетика. По оценкам Европейской комиссии к 2020 году в странах Евросоюза в индустрии возобновляемой энергетики будет создаваться 1,1 % валового внутреннего продукта [1]. Соответственно повышение эффективности солнечных электростанций является приоритетной задачей.

Для более эффективного использования солнечных батарей в солнечных энергетических установках применяют различные методы повышения их эффективности:

– использование фотоэлектрических преобразователей (ФЭП) с улучшенными техническими характеристиками (повышенным коэффициентом полезного действия);

– наличие системы непрерывного автоматического слежения солнечных батарей за Солнцем;

– наличие системы регулирования максимума мощности по вольт-амперной характеристике солнечной батареи.

Разработка и создание высокоэффективных фотоэлектрических энергетических установок (ФЭУ) с автоматическим слежением солнечных батарей (СБ) за Солнцем требует оптимизации и повышения энергетической эффективности режима наведения. Задача повышения энергетической эффективности может решаться следующим путем:

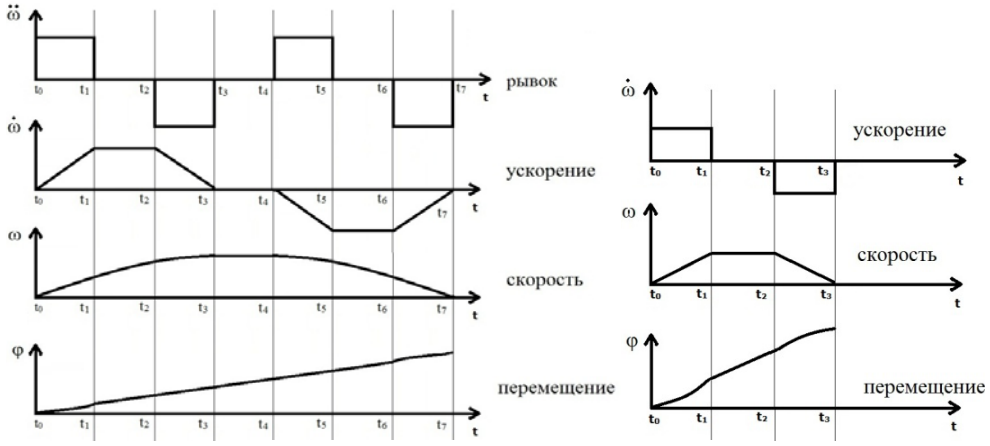
– переходом от непрерывного слежения за Солнцем к непрерывно-дискретному слежению с переменным шагом перемещения и с исключением потребле-

ния тока шаговыми двигателями (ШД) во время отсутствия перемещения рамы с СБ;

– созданием оптимальной по быстродействию траектории управления в задаваемой траектории перемещения для шагового электропривода при ограничениях по скорости, ускорению и рывку.

При традиционном управлении шаговыми электроприводами реализуется следующий алгоритм управления: сохранение амплитуды тока ШД в статическом режиме – после окончания режима перемещения. Это необходимо для поддержания удерживающего момента ШД. Есть другие варианты управления ШД (заложенные в некоторых драйверах управления ШД): уменьшение амплитуды тока в ШД в статическом режиме до 0,6 от номинальной амплитуды тока.

Непрерывно-дискретное слежение за Солнцем подразумевает перемещение на необходимый (заданный) угол с последующей остановкой ШД. Во время интервала перемещения (от одного положения к другому положению) реализуется оптимальное по быстродействию перемещение (релейный регулятор в системе наведения), т.е. реализуется режим позиционирования с ограничением ускорения, скорости и рывка. При этом реализуется симметричный режим разгона и торможения. На рис. 1 показаны диаграммы двух режимов позиционирования [2]. В электроприводе – оптимальное управление по быстродействию с ограничением по скорости, ускорению и рывку (рис. 1, *а*) и с ограничением по скорости и ускорению (рис. 1, *б*).



а *б*

Рис. 1. Диаграмма симметричного режима позиционирования

Предложен принцип непрерывно-дискретного наведения СБ на Солнце – алгоритм непрерывно-дискретного наведения СБ на Солнце с переменным шагом перемещения в функции текущей освещенности СБ. Это необходимо реализовывать исходя из следующих положений:

– чем выше точность наведения СБ на Солнце, тем больше СБ вырабатывает электрической энергии, в системе ФЭУ повышение точности наведения происходит путем уменьшения шага перемещения в шаговом электроприводе (приводит к увеличению точности наведения и соответственно к увеличению выработки энергии СБ);

– для уменьшения затрат электрической энергии в шаговых электроприводах при наведении необходимо увеличивать дискретный шаг перемещения (умень-

шение шага перемещения приводит к увеличению потребления электрической энергии шаговыми электроприводами);

– при уменьшении освещенности (в несколько раз) выработка энергии СБ падает, и повышение точности наведения в системе не приведет к существенному увеличению выработки энергии.

Возникает противоречие в постановке и решении задачи: повышение точности наведения СБ на Солнце ведет к увеличению энергопотребления электроприводами, а увеличение шага перемещения при наведении ведет к уменьшению точности наведения, но уменьшению энергопотребления электроприводами. Таким образом, возникает необходимость поиска оптимального решения данной задачи. Из вышеприведенного анализа следует: чем выше освещенность, тем меньше необходимо делать шаг перемещения, например, при максимальной освещенности делать шаг перемещения 1 град, при уменьшении освещенности в 5 раз увеличивать дискретность перемещения до 3 град. На рис. 2 приведен график изменения дискретного шага перемещения в зависимости от освещенности. При уменьшении освещенности в пять раз дискретный шаг перемещения увеличивается с одного градуса до трех градусов. Величина уменьшения освещенности – 5 раз – обусловлена низким значением вырабатываемой энергии СБ после этой величины. Экспериментально снятые вольт-амперные характеристики СБ КСМ 160, показывают, что при освещенности, меньшей 20% от максимальной освещенности, может не происходить заряд аккумуляторной батареи ввиду низкого напряжения. Поэтому ограничение изменения дискретного шага перемещения заложено на уровне 20% от максимальной освещенности.

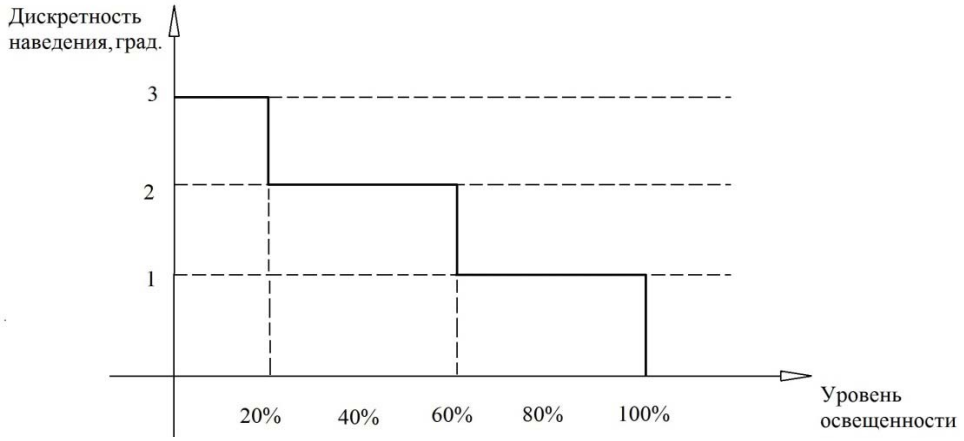


Рис. 2. График изменения дискретного шага перемещения

Текущая освещенность определяется по датчику положения Солнца (ДПС). В разработанном автором ДПС [3] текущую освещенность можно мерить как среднее значение токов в фотоэлементах в противоположных гранях пирамиды. В ДПС приняты следующие обозначения: I_a, I_d и I_b, I_e – токи в противоположных гранях фотоэлементов датчика; I_c – ток в тыловой части фотоэлемента датчика. При измерении токов в ДПС (I_a, I_d, I_b, I_e, I_c) в контроллере наведения на Солнце (КНС) осуществляется фильтрация (усреднение) значения токов фотоэлементов, а именно, в течение секунды происходит 60 опросов тока граней ДПС и усреднение значения тока. Это необходимо для исключения случайных изменений освещенности (например, возможное случайное затенение ДПС от пролета

птицы, вертолета и т.д.) и уменьшения уровня помех. Также есть в КНС аналоговая фильтрация на операционных усилителях, измеряющих ток непосредственно с фотоэлементов ДПС. Средние значения тока в противоположных гранях фотоэлементов датчика рассчитываются по следующим формулам:

$$I_{\text{ср1}} = \frac{I_a + I_b}{2}, \quad (1)$$

$$I_{\text{ср2}} = \frac{I_d + I_e}{2}. \quad (2)$$

Среднюю текущую освещенность (E_1) можно представить как среднее значение токов в противоположных гранях ДПС, приведенную в относительных единицах (по сравнению с максимальным током фотоэлемента датчика при максимальной освещенности) по формуле (3):

$$E_1 = \frac{I_{\text{ср1}} + I_{\text{ср2}}}{2I_{\max}}, \quad (3)$$

где $I_{\max}$ – максимальное значение тока фотоэлемента датчика.

В табл. 1 для примера приведены экспериментально снятые энергетические характеристики системы АФЭУ-0,5 [4] при изменении дискретного шага перемещения, показывающие, что уменьшение величины дискретного шага перемещения (угла перемещения) приводит к увеличению потребляемой электрической энергии.

Таблица 1

Потребляемая энергия электроприводом при перемещении на 180 град по азимуту (при дискретном шаге перемещения рамы с СБ 2, 3, 5 град)

№	Скорость, Гц	Ускорение, шаг/с^2	Торможение, шаг/с^2	Время, с	Ток рабочий, А	Ток пусковой, А	Потребляемая мощность, Вт	Потребляемая энергия, Вт·ч
1	3000	3000	3000	0,9	1	1,4	29,4	0,92
2	3000	3000	3000	1,3	1	1,4	29,4	0,637
3	3000	3000	3000	1,67	1	1,4	29,4	0,49

Примечание. Эксперимент №1 с дискретным шагом перемещения 2 град;
эксперимент №2 с дискретным шагом перемещения 3 град;
эксперимент №3 с дискретным шагом перемещения 5 град.

В табл. 2 приведены расчетные величины потери энергии (мощности) для двух СБ типа КСМ 160 (установка АФЭУ-0,5) при различной дискретности перемещения при максимальной освещенности.

Таблица 2

Расчетные величины потери энергии для двух СБ типа КСМ 160 при различной дискретности перемещения

Ошибка при наведения СБ на Солнце, град	0,5	1	2	3	4	5
Процент потери энергии от СБ при наведении, %	0,0076	0,03	0,12	0,27	0,48	0,76
Величина потери мощности в СБ, мВт	2,432	9,6	38,4	86,4	157,2	243,2
Ориентировочная суточная потеря энергии (при эквивалентной 12-часовой максимальной освещенности) в СБ, Вт·час	0,29	1,15	4,6	10,36	18,86	29,18

Таким образом, предложена структура ФЭУ с непрерывно-дискретным наведением СБ на Солнце с регулируемым дискретным шагом перемещения в функции текущей освещенности, обеспечивающая оптимизацию системы по быстродействию и оптимизацию энергетических характеристик системы ФЭУ (обеспечение повышения точности наведения при минимизации энергопотребления шаговыми электроприводами при наведении СБ на Солнце).

Литература

1. European Renewables Target Can Create 2.8M Jobs [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.renewableenergyworld.com/articles/2009/06/european-renewables-target-can-create-2-8-million-jobs.html, свободный, заголовок с экрана.

2. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами: учеб. пособие для вузов. Л.: Энергоиздат, 1982. 392 с.

3. Датчик положения Солнца: патент № 135126 U1 Рос. Федерация. № 2013117198; заявл. 15.04.13; опубл. 27.11.2013 в бюл. № 33; ил.

4. Аржанов К.В. Следящее-позиционный шаговый электропривод солнечных установок // Тезисы докладов Всерос. науч. конф. «Наноструктурированные материалы и преобразовательные устройства для солнечной энергетики 3-его поколения». Чебоксары, 2015. С. 107–109.

Секция 8

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель – **Окс Ефим Михайлович**, зав. каф. физики, д-р техн. наук, профессор*

УДК 537.525.5

ГЕНЕРАЦИЯ ВЫСОКОЗАРЯДНЫХ ИОНОВ ВИСМУТА В ВАКУУМНО-ИСКРОВОМ ИОННОМ ИСТОЧНИКЕ

В.П. Фролова

Получение ионов с высокой зарядностью является актуальной задачей в физике ионных пучков, потому что это приводит к пропорциональному росту энергии ионного пучка при фиксированном ускоряющем напряжении. Зарядность пучков ионов металлов в вакуумно-дуговом ионном источнике может быть существенно увеличена при реализации в источнике вакуумно-искрового режима горения разряда. Использование искрового разряда с длительностью импульса менее 10 мкс и током до 10 кА позволяет получать ионные пучки с током в несколько ампер при частоте повторения импульсов до 5 импульсов в секунду. В работе приведены результаты, в которых получен пучок ионов висмута с максимальной зарядностью Bi^{14+}.

Ключевые слова: ионный источник, зарядность ионов металлов, разряд, катод, висмут.

Вакуумно-дуговой ионный источник может генерировать ионные пучки любого твердотельного проводящего материала [1, 2], многоэлементные ионные пучки [3], а также гибридные газо-металлические ионные пучки [4, 5], которые могут использоваться как для модификации поверхности, так и для инжекции ионов в ускорители. Обычно такой источник генерирует пучки ионов металлов с зарядностью от 1^+ для углерода или лития, до 5^+ для тугоплавких металлов [6], а средняя зарядность ионного пучка, как правило, находится в пределах от 1^+ до 3^+.

Повышение зарядности ионов металлов в пучке вакуумно-дугового ионного источника [7] дает возможность увеличивать энергию извлекаемых ионов без увеличения ускоряющего напряжения. Ранее зарядности ионов в вакуумно-дуговых ионных источниках увеличивали различными методами, в том числе с использованием сильного магнитного поля в катодной области [6, 8], дополнительным мощным микроволновым нагревом [9, 10], введением электронного пучка, взаимодействующего с плазмой дугового разряда [11, 12], и посредством временного повышения мощности дугового разряда с помощью нестационарного всплеска напряжения и тока [13, 14]. В этой работе приведены новые результаты, полученные с использованием оптимизированного искрового разряда с рекордным значением зарядности пучка тяжелых ионов (висмута) до 14^+.

Экспериментальная установка. Схема системы вакуумно-искрового разряда представлена на рис. 1. Искровой разряд инициируется пробоем по поверхности керамики, при подаче импульса высокого напряжения между катодом *1* из висмута и поджигающим электродом *2* из вольфрама. Искровой разряд между торцом катода с диаметром 6,25 мм и анодом *3* создается путем разрядки конден-

сатора 1 мкФ напряжением до 10 кВ. Разрядка конденсатора дает искровой разряд с максимальным пиковым током до 10 кА при длительности импульса (полуширина на полувысоте) 1,7 мкс. Ток разряда регулировался напряжением зарядки конденсатора.

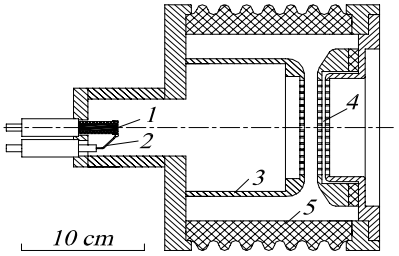


Рис. 1. Ионный источник на основе вакуумно-искрового разряда: *1* – катод; *2* – поджигающий электрод; *3* – анод; *4* – многоапертурная ускоряющая система; *5* – высоковольтный изолятор

Зарядность ионного пучка диаметром 10 см, формируемого многоапертурной ускоряющей системой *4,* анализировали с помощью времяпролетного спектрометра [15]. Ток ионного пучка измеряли с помощью магнитоизолированного цилиндра Фарадея. Вакуумная камера откачивалась криогенным насосом до давления 2×10^{-7} Торр.

Экспериментальные результаты. При оптимальной амплитуде импульса тока искрового разряда 4 кА общий ток ионного пучка составляет примерно 400 мА при длительности импульса 20 мкс. Длительность импульса пучка всегда была больше длительности разряда за счет разброса ионов в плазме разряда по направлениям движения и скоростям [16, 17]. Частота следования импульсов в экспериментах составляла до 5 импульсов в секунду и была ограничена источником питания.

На рис. 2 показан один из полученных в эксперименте спектров ионного пучка при оптимальном токе разряда величиной около 4 кА. Видны зарядности висмута с 6^+ до 14^+ со средней зарядностью 10^+. Максимум распределения ионного пучка находится на 10^+. Загрязнение пучка газовыми ионами незначительно, за исключением ионов водорода, амплитуда которого сравнима с амплитудой пиков висмута. Общий ток ионов примесей составляет около 20% от общего тока ионного пучка.

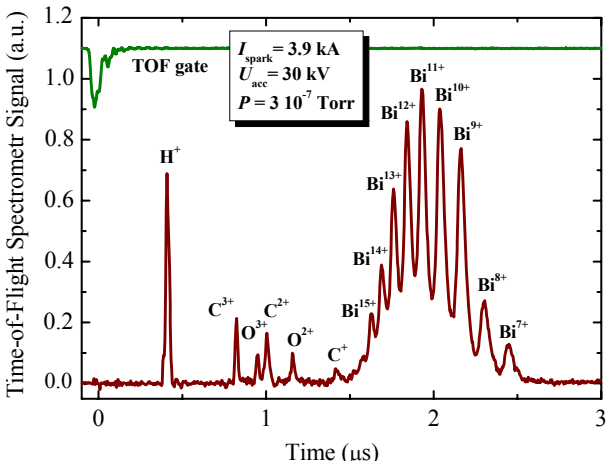


Рис. 2. Масс-зарядовое распределение ионного пучка для катода из висмута

Обсуждение. Как показано в работе [18], висмут является особенным материалом при использовании его в качестве катода вакуумного дугового или искрового разряда. Висмут имеет высокое электрическое сопротивление, что приводит к сильному омическому нагреву катода, и низкую теплопроводность, снижающую отвод тепла с поверхности катода. В результате энергия рассеивается в катодной области разряда и потоках плазмы катодного пятна.

Метод использования искровой плазмы для увеличения зарядности ионов металлов относительно прост и поэтому является привлекательным для практического использования. Длительность импульса ионного пучка в этом случае намного меньше, чем аналогичная величина для вакуумного дугового источника ионов, но это может быть скомпенсировано увеличением частоты следования импульсов.

Наблюдаемый в эксперименте оптимальный ток искрового разряда связан со следующим. При малых токах мощность, вводимая в плазму разряда, низкая, и это ведет к снижению зарядности ионов висмута. При высоких токах, выше, чем оптимальное значение, снижение зарядности ионов висмута связано, вероятно, с высокой долей газовых нейтралов, выбиваемых с поверхностей электродов разряда. Газовые нейтралы взаимодействуют с ионами и электронами плазмы металлов: ионизируются электронами, в результате чего уменьшается температура электронов. Кроме этого, возможно снижение зарядностей ионов висмута за счет перезарядки с атомами или ионами газа [19].

Заключение. Были проведены эксперименты по генерации пучков ионов висмута с высокой зарядностью в ионном источнике, функционирующем в режиме вакуумной искры. Ионный ток пучка для максимума зарядового распределения, т.е. для ионов $Bi10^{+}$, достигал более 50 мА. Средняя зарядность ионов в извлеченном пучке составляла 10^{+}. Эти результаты свидетельствуют о принципиальной возможности генерации ионных пучков с энергией порядка 1 МэВ при величине ускоряющего напряжения порядка 100 кВ.

Работа была выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № РФФИ-14-08-00031-а.

Литература

1. Oks E.M. Hybrid gas-metal co-implantation with a modified vacuum arc ion source / E.M. Oks, G.Yu. Yushkov, P.J. Evans et al. // Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. B. 1997. Vol. 127–128. P. 782–786.

2. Nikolaev A.G. Vacuum Arc Gas/Metal Ion Sources with a Magnetic Field / A.G. Nikolaev, E.M. Oks, P.M. Schanin and G.Yu. Yushkov // Review of Scientific Instruments. 1996. Vol. 67, № 3. P. 1213–1215.

3. Юшков Г.Ю. Масс-зарядовый состав плазмы вакуумной дуги с катодом из циркония, насыщенного дейтерием / Г.Ю. Юшков, А.Г. Николаев, В.П. Фролова и др. // Письма в журнал технической физики. 2014. Т. 40, № 23. С. 74–81.

4. Bugaev A.S. Current Status of the Plasma Emission Electronics: II. Hardware / A.S. Bugaev, A.V. Vizir, V.I. Gushenets et al. // Laser and Particle Beams. 2003. Vol. 21, № 2. P. 139–156.

5. Бугаев С.П. Титан – источник газовых и металлических ионов на основе контрагированного разряда и вакуумной дуги / С.П. Бугаев, Е.М. Окс, П.М. Щанин, Г.Ю. Юшков // Изв. высш. учеб. завед. Физика. 1994. № 3. С. 53–56.

6. Николаев А.Г. Зарядовое распределение ионов в плазме вакуумного дугового разряда в сильном магнитном поле / А.Г. Николаев, Е.М. Окс, Юшков // Журнал технической физики. 1998. Т. 68, № 5. С. 39–43.

7. Nikolaev A.G. Upgraded vacuum arc ion source for metal ion implantation / A.G. Nikolaev, E.M. Oks, K.P. Savkin et al. // Review of Scientific Instruments. 2012. Vol. 83, № 2. P. 02A501 (1–3).

8. Oks E.M. Temporal development of ion beam charge state in pulsed vacuum arc ion sources / E.M. Oks, G.Yu. Yushkov, A. Anders // Review of Scientific Instruments. 2008. Vol. 79, № 2. P. 02B301.

9. Водопьянов А.В. Генерация многозарядных ионов тугоплавких металлов в электронно-циклотронном резонансном разряде в прямой магнитной ловушке // А.В. Водопьянов, С.В. Голубев, Д.А. Мансфельд и др. // Журнал технической физики. 2005. Т. 75, № 9. С. 101–105.

10. Водопьянов А.В. Многократная ионизация ионов металлов вакуумной дуги в магнитной ловушке с нагревом мощным СВЧ-излучением / А.В. Водопьянов, С.В. Голубев, Д.А. Мансфельд и др. // Письма в журнал технической физики. 2007. Т. 33, № 20. С. 44–49.

11. Batalin V.A. Electron-beam enhancement of the metal vapor vacuum arc ion source / V.A. Batalin, A.A. Kolomiets, R.P. Kuibeda et al. // Journal of Applied Physics. 2002. Vol. 92, № 5. P. 2884–2889.

12. Bugaev A. Electron-beam enhancement of ion charge state fractions in the metal-vapor vacuum-arc ion source / A. Bugaev, V. Gushenets, G. Yushkov et al. // Applied Physics Letters. 2001. Vol. 79, № 7. P. 919–921.

13. Yushkov G.Yu. Effect of multiple current spikes on the enhancement of ion charge state of vacuum arc plasmas / G.Yu. Yushkov, E.M. Oks, A. Anders, I.G. Brown // Journal of Applied Physics. 2000. Vol. 87, № 12. P. 8345–8350.

14. Yushkov G.Yu. Extractable, elevated ion charge states in the transition regime from vacuum sparks to high current vacuum / G.Yu. Yushkov, A. Anders // Applied Physics Letters. 2008. Vol. 92, № 4. P. 041502.

15. Бугаев А.С. Исследование ионного пучка источника «Титан» времяпролетным масс-спектрометром / А.С. Бугаев, В.И. Гушенец, А.Г. Николаев и др. // Изв. вузов. Физика. 2000. № 2. С. 21–28.

16. Бугаев А.С. Исследования направленных скоростей ионов в вакуумном дуговом разряде эмиссионными методами / А.С. Бугаев, В.И. Гушенец, А.Г. Николаев и др. // Журнал технической физики. 2000. Т. 70, № 9. С. 37–43.

17. Nikolaev A.G. Angular Distribution of Ions in a Vacuum Arc Plasma With Single-Element and Composite Cathodes / A.G. Nikolaev, G.Yu. Yushkov et al. // IEEE Transactions on Plasma Science. 2013. Vol. 41,№ 8. Pt. 2. P. 1923–1928.

18. Anders A. Puzzling differences in bismuth and lead plasmas: evidence for the significant role of neutrals in cathodic vacuum arcs / A. Anders, G.Y. Yushkov // Applied Physics Letters. 2007. Vol. 91, № 9. P. 091502.

19. Николаев А.Г. Влияние остаточного газа на зарядовое распределение ионов в плазме вакуумного дугового разряда / А.Г. Николаев, Е.М. Окс, Г.Ю. Юшков // Журнал технической физики. 1998. № 9. С. 24–28.

УДК 537.533.9

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ДИАМЕТРА ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА ОТ ПАРАМЕТРОВ ФОРВАКУУМНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ИСТОЧНИКА

А.С. Климов, А.П. Андрейчик, А.А. Зенин, Ю.Г. Юшков

Представлены результаты исследования диаметра электронного пучка, генерируемого плазменным источником на основе разряда с полым катодом в диапазоне давлений 10–30 Па. Показано, что повышение давления, равно как и уменьшение ускоряющего напряжения приводит к увеличению диаметра электронного пучка. Степень влияния тока пучка оказалась зависимой от

давления – при 10 Па изменение тока пучка практически не влияло на его диаметр, однако при повышении давления до 30 Па рост тока пучка приводил к уменьшению диаметра.
Ключевые слова: плазменный электронный источник, диаметр пучка, форвакуумный диапазон давлений.

Остросфокусированные электронные пучки,основанные на эмиссии с открытой плазменной границы, находят применение в технологических процессах сварки, резки, плавки, размерной обработки тугоплавких металлических материалов [1]. Повышение рабочего давления таких источников, т.е. переход в так называемую форвакуумную область давлений, обусловил возможность обработки диэлектриков, в частности керамики [2]. При этом эффективность передачи мощности пучка обрабатываемому керамическому изделию пропорциональна давлению в вакуумной камере и площади изделия [3]. Повышение давления, наряду со снижением потенциала на облучаемой поверхности, приводит не только к нежелательному расширению самого электронного пучка за счет рассеяния на газовых молекулах [4], но и к расширению его энергетического спектра в сторону низких энергий. При этом условия фокусировки электронов с энергиями, отличными от энергии первичных электронов, существенно изменяются. Расширение электронного пучка приводит к невозможности применения его для прецизионной обработки диэлектрических материалов, а следовательно, сужает возможные области применения электронно-лучевых технологий.

Таким образом, целью настоящего исследования является определение степени влияния параметров электронного источника и давления в вакуумной камере на диаметр электронного пучка.

Техника и методика эксперимента. Эксперименты проводились с использованием макета плазменного электронного источника, схематическое изображение которого представлено на рис. 1. Расположенный на фланце вакуумной камеры источник электронов состоит из цилиндрического полого катода *1*, плоского анода *2*, эмиссионное окно которого перекрывалось перфорированной пластиной *3*, и ускоряющего электрода (экстрактора) *4*. Рабочая камера откачивается механическим форвакуумным насосом BocEdwards 80. Ускорение электронов и первичное формирование пучка *5* производится в промежутке анод – экстрактор. После извлечения электронный пучок попадает в магнитное поле фокусирующей системы, где и происходит его окончательное формирование. Отклонение электронного пучка осуществляется парой электромагнитных отклоняющих катушек. Подача на них переменного синусоидального тока обеспечивает развертку пучка по прямой. Находящееся на расстоянии 20 см от экстрактора устройство измерения диаметра пучка состоит из зонда с парой щелей *6*, расположенных перпендикулярно линии отклонения пучка, и коллектора *7*, токовый сигнал с которого регистрируется осциллографом Tektronix TDS2004B. Полный ток пучка измеряется путем его отклонения на цилиндр Фарадея *8*. Перемещение устройства измерения диаметра пучка обеспечило возможность получения зависимости диаметра электронного пучка от отклонения.

Осциллограмма тока с коллектора (см. рис. 1) позволяет определить диаметр электронного пучка как ширину на полувысоте амплитуды тока. Формула для искомого значения диаметра

$$d = \frac{T \cdot L}{\tau}, \qquad (1)$$

где L – расстояние между щелями; T – временной интервал, соответствующий ширине пика на полувысоте амплитуды; τ – временной интервал между вершинами пиков.

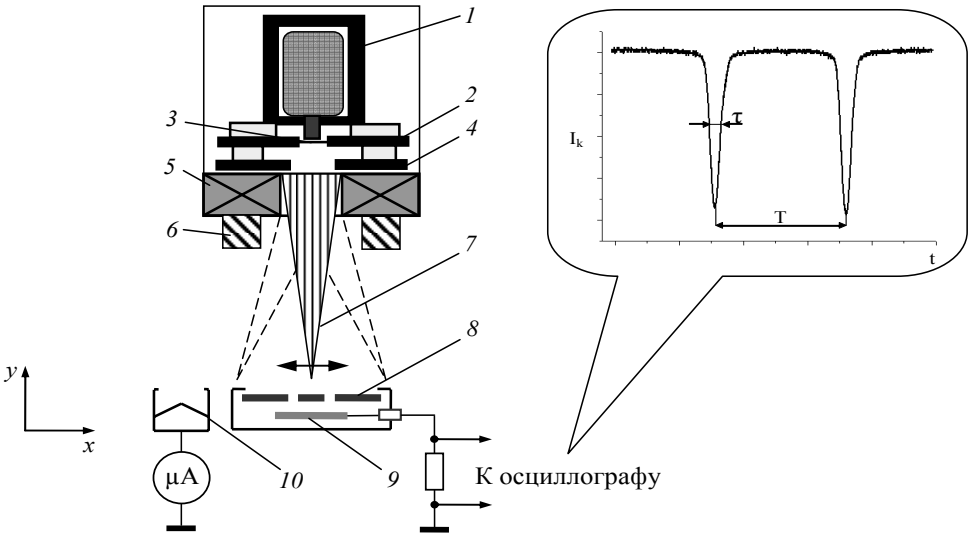


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: *1* – полый катод; *2* – анод с эмиссионным отверстием; *3* – перфорированная пластина; *4* – ускоряющий электрод (экстрактор); *5*– фокусирующая система; *6* – отклоняющая система; *7* – электронный пучок; *8* – измерительный зонд с парой щелей; *9* – коллектор; *10* – цилиндр Фарадея

Результаты экспериментов и их обсуждение. Зависимости диаметра пучка электронов от ускоряющего напряжения и тока в пучке приведены на рис. 2, 3. Уменьшение диаметра пучка при повышении ускоряющего напряжения (см. рис. 2) вполне ожидаемо и объясняется как снижением влияния начального разброса скоростей электронов на фокусировку, так и уменьшением дифференциального сечения рассеяния при росте энергии электронов и тем самым отклонением электронов при рассеянии на меньшие углы [4]. Влияние давления на фокусировку пучка обусловлено рассеянием электронов на молекулах остаточного газа [4]. Влияние тока пучка на диаметр оказалось зависимым от давления в области транспортировки: так, при давлении порядка 10 Па изменение тока пучка от 2 до 20 мА практически не влияло на диаметр пучка, в то время как при давлении 30 Па аналогичное изменение тока приводило к заметному уменьшению диаметра пучка (рис. 3, кривая *3*).

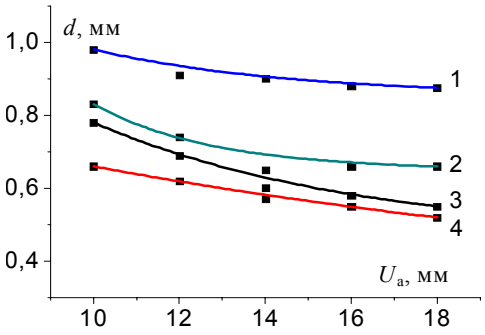


Рис. 2. Зависимость диаметра пучка от ускоряющего напряжения:
1 – 5 мА, 30 Ра; *2* – 15 мА, 30 Ра;
3 – 5 мА, 10 Ра; *4* – 15 мА, 10 Ра

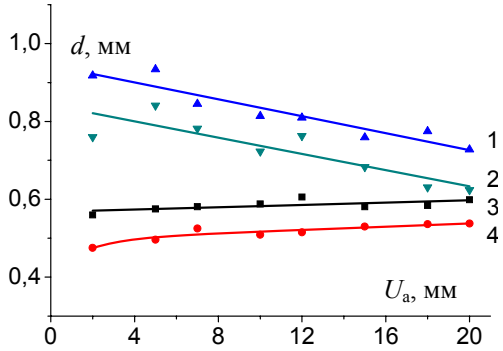


Рис. 3. Зависимость диаметра пучка от тока в пучке: *1* – 14 кВ, 30 Ра; *2* – 18 кВ, 30 Ра; *3* – 14 кВ, 10 Ра; *4* – 18 кВ, 10 Ра

Данный эффект, вероятно, обусловлен искажением электрического поля в ускоряющем промежутке, вызванным большим проникновением пучковой плазмы в него при повышении тока пучка (концентрации пучковой плазмы) и давления газа. Кроме того, фокусировку электронного пучка обеспечивает существование собственного магнитного поля. Так, при диаметре пучка 0,6 мм и токе в пучке 15–20 мА плотность тока будет составлять 1,3–1,8 А/см^2. В работе [6] говорится об эффекте самофокусировки электронного пучка собственным магнитным полем.

Заключение. Проведенные исследования показали, что в форвакуумном диапазоне давлений возможно получение субмиллиметрового электронного пучка. Основными параметрами, влияющими на диаметр пучка, являются ускоряющее напряжение, ток пучка и давление в вакуумной камере, причем степень влияния тока на диаметр пучка зависит от давления, тогда как остальные параметры влияют на диаметр независимо друг от друга.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, проект № 15-38-20264.

Литература

1. Pulsed electron-beam technology for surface modification of metal / D.I. Proskurovsky, V.P. Rotshtein, G.E. Ozur et al. // Journal of Vacuum Science & Technology. 1998. Vol. A16, № 4. P. 2480–2488.

2. Бурдовицин В.А. О возможности электронно-лучевой обработки диэлектриков плазменным источником электронов в форвакуумной области давлений / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, Е.М. Окс // Письма в ЖТФ. 2009. Т. 35, вып. 11. С. 61–66.

3. Электронно-лучевая обработка керамики / А.В. Медовник, В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, Е.М. Окс // Физика и химия обработки материалов. 2010. № 3. С. 39–44.

4. Алямовский И.В. Электронные пучки и электронные пушки / И.В. Алямовский. М.: Сов. радио, 1966. 456 с.

5. Девятков В.Н. Генерация и транспортировка сильноточных низкоэнергетичных электронных пучков в системе с газонаполненным диодом / В.Н. Девятков, Н.Н. Коваль, П.М. Щанин // ЖТФ. 1998. Т. 68, № 1. С. 44–48.

УДК 621.396.41

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛАЗМЕННОЙ ОБРАБОТКИ МЕТАЛЛОКЕРАМИЧЕСКИХ КОРПУСОВ ИМС

А.А. Ватюк

Изучены и исследованы методы обработки металлокерамических QLCC корпусов. Проведены испытания для измерения усилия отрыва проволоки и сдвига кристалла. Показано сравнение жидкостного и сухого плазменного

методов обработки корпусов. Выбран оптимальный режим плазменной обработки.
Ключевые слова: плазменная обработка, металлокерамический корпус, микромонтаж.

Актуальность использования жидкостных и сухих плазменных методов обработки. Довольно часто в микроэлектронной промышленности используются различные методы очистки и обработки. Их можно условно разделить на две группы: сухие и жидкостные. Особенно они важны там, где присутствуют операции микромонтажа полупроводниковых кристаллов и разварки выводов. До недавнего времени предварительной обработке поверхности уделялось мало внимания, а ведь от неё напрямую зависят надежность и гарантийный срок работы изделия. Очистка помогает улучшить адгезию поверхности контактных площадок корпуса, повысить гидрофильность (рис. 1), удалить органические загрязнения [1]. Кроме того, возможно декапирование поверхности при использовании окисляющихся контактных площадок. Вследствие этого повышаются прочность и надежность соединения, появляется возможность снизить параметры сварки.

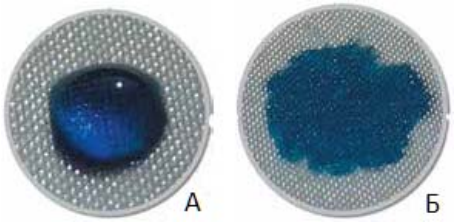


Рис. 1. Пример необработанной (*А*) и обработанной (*Б*) в плазме поверхностей

Однако традиционная жидкостная очистка, например с помощью кислот, растворителей или щелочей, способна повлечь за собой деградацию параметров изделия. Вызвана она может быть, прежде всего, абсорбцией реактивов и продуктов реакции керамическим основанием корпуса. Поэтому довольно перспективными кажутся сухие плазменные методы. Но при использовании соответствующих установок необходимо контролировать целый ряд параметров, следовательно, потребуется не один эксперимент для отработки процесса. Целью работы являлся выбор оптимального режима плазменной очистки металлокерамического QLCC корпуса перед разваркой выводов. Оптимальным режимом будет считаться такой, при котором средние значения величин отрывного усилия проволоки и сдвига кристалла будут максимальными.

Методика эксперимента. Наиболее широко известен метод, основанный на обработке поверхности за счет плазмы газового разряда. В качестве такого газа могут выступать аргон, азот, кислород, гелий или их смеси. В данной работе предпочтение отдавалось именно смеси газов – аргону с кислородом, так как кислород удаляет органические загрязнения, а аргон является катализатором процесса, ускоряя диссоциацию молекул кислорода. Эксперимент проводился на установке плазменной обработки Nordson MARCH AP-1000 [2]. Корпуса располагались в реакционной камере на полке между токовым-питающим и заземленным электродами. Параметры установки были разделены на две группы: постоянные (рабочее давление в камере, мощность ВЧ-источника) и переменные (соотношение газов, время обработки). Постоянные параметры были выдержаны довольно точно во всех нижеприведенных экспериментах (табл. 1).

Корпуса были разделены на шесть партий. Пять из них подверглись различной обработке – четыре с помощью плазменных процессов, одна – химической. Каждой из четырех партий соответствовала своя комбинация переменных параметров эксперимента, которые представлены ниже:

1. Соотношение Ar/O_2 80/20, время обработки 10 мин.
2. Соотношение Ar/O_2 80/20, время обработки 5 мин.
3. Соотношение Ar/O_2 90/10, время обработки 10 мин.
4. Соотношение Ar/O_2 90/10, время обработки 5 мин.

Пятая партия обрабатывалась химическим методом – обработкой в водном растворе соляной кислоты (1:1) в течение 60 с с последующей промывкой в деионизованной воде.

Таблица 1

Постоянные параметры процесса

Параметр	Значение
Давление в камере, мТорр	200
Мощность ВЧ-источника, Вт	600
Частота ВЧ-источника, МГц	13,56

После плазменной обработки проводились посадка кристалла в корпус на токопроводящий клей и разварка золотой проволоки к контактным площадкам. В качестве клея использовался ТОК-2, при этом его полимеризация проводилась при температуре 170 °С в течение двух часов. Присоединение выводов (золотая проволока, 30 мкм) осуществлялось методом ультразвуковой сварки. Тип разварки: шарик-шарик.

В ходе испытаний на установке Nordson DAGE 4000Plus были измерены значения усилия на отрыв (χ) шести разварок на каждом из корпусов для всех партий, а затем рассчитаны средние значения ($\chi_{ср}$). Следующим шагом было измерение усилия на сдвиг кристалла (σ) и подсчет аналогичного среднего значения ($\sigma_{ср}$). Таким образом, можно хотя бы приблизительно оценить, насколько повышается надежность разварки, адгезионные свойства поверхности и качество очистки в целом. Рассчитанные данные приведены в табл. 2.

Таблица 2

Рассчитанные средние значения χ и σ

№ партии	$\chi_{ср}$, г	$\sigma_{ср}$, кг
1	8,25	1,35
2	6,88	1,06
3	6,92	1,11
4	6,73	1,12
5*	5,32	1,23
6**	3,11	0,72

Примечание. 5* – химическая очистка, 6** – корпуса без очистки.

Очевидно, что использование первого режима обеспечивает наивысшие значения отрывного усилия разваренной проволоки и усилия на сдвиг кристалла. Для более комфортного отображения результатов построим график зависимости величины отрывного усилия от общего количества выводов (рис. 2). При этом для лучшей наглядности используем данные только трех партий: с наивысшими значениями $\chi_{ср}$, с традиционной химической обработкой и партию корпусов, которая не подвергалась никакой предварительной очистке.

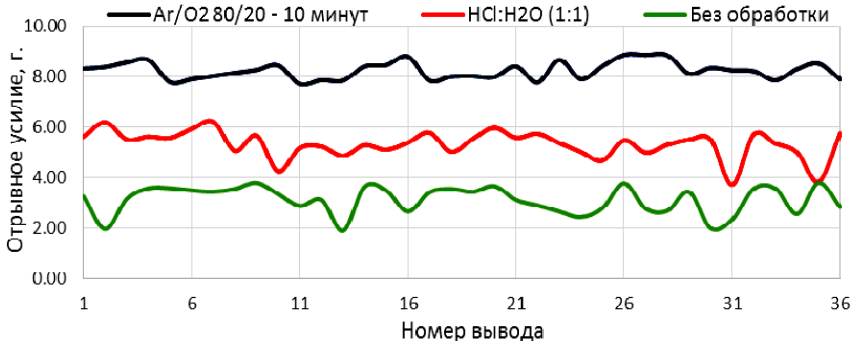


Рис. 2. Величина отрывного усилия разварки в зависимости от вида обработки

Объясняется положительный эффект очистки довольно просто. Энергия, выделяемая в плазме газового разряда, достаточна для того, чтобы разрушить большинство органических связей (C-C, C-H, C-O и др.) поверхностных загрязнений. Кроме того, ионизованные молекулы кислорода (O_2^+, O^-_2, O_3, O^+, O^-), а также свободные радикалы и электроны образуют соединения CO, CO_2 и различные углеводороды с низким молекулярным весом, которые удаляются в процессе вакуумной откачки. При этом если обработке подвергаются корпуса с окисляющимися контактными площадками (медь, алюминий), то разумно использовать лишь инертные газы – гелий и аргон – в этом случае преобладало бы физическое распыление загрязнений.

Заметный рост усилия на сдвиг кристалла объясняется изменением краевого угла и активацией поверхности. Краевой угол (угол смачивания) – угол, который образует капля жидкости на поверхности твердого вещества к данной поверхности. Чем больше данная величина, тем сложнее смочить поверхность. Значит, в результате обработки её поверхностная энергия увеличивается, и она переходит из гидрофобного в гидрофильное состояние. Вследствие этого используемый адгезив (в данном случае клей ТОК-2) растекается более равномерно из-за сниженного угла смачивания. Таким образом, улучшаются адгезия и прочность соединения кристалла с корпусом.

Заключение. Из проведенной работы можно сделать следующие выводы. Очевидно, что достигнутые величины разрывного усилия значительно превышают подобные, получаемые без какой-либо обработки. Во-вторых, средние значения при всех исследуемых режимах плазменной обработки превышают значение, полученное химической очисткой. Оценка долговечности обработки поверхности показала, что эффект от обработки наблюдался в течение недели при хранении корпусов в вакуумном контейнере. В этот период монтаж выводов ультразвуковой сваркой осуществлялся без каких-либо затруднений. После этого срока количество неудачных разварок выводов значительно увеличилось. Выходом из данной ситуации является повторная плазменная обработка корпусов с уже посаженным кристаллом. Однако необходимо учесть влияние плазмы на характеристики прибора, а особенно на его надежность во время последующей эксплуатации.

Таким образом, сухие плазменные методы очистки имеют ряд преимуществ. Они достаточно эффективны и экологически безвредны. При массовом производстве корпусных полупроводниковых изделий они экономические выгоднее, чем химическая обработка. Обеспечивают повторяемость результатов за счет точной настройки параметров режимов и высокой степени автоматизации. Исходя из всего вышеперечисленного, они по праву заняли свое место в микроэлектронной промышленности.

Литература

1. Иванов А.А. О влиянии плазменной обработки поверхности на качество модулей // Время электроники. 2011. Вып. 17. С. 3–5.

2. AP-1000. Robust plasma treatment system [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.nordson.com/en-us/divisions/march/products/AP-Series/Pages/AP-1000-Plasma-Treatment-System.aspx, свободный (дата обращения: 24.08.2015).

Секция 9

БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель – **Мещеряков Роман Валерьевич**, проректор по научной работе и инновациям, д-р техн. наук, профессор*

УДК 621.341.572

ИНДУКЦИОННОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ СЕЛЕКТИВНОЙ ГИПЕРТЕРМИИ ПРИ ЛЕЧЕНИИ ОНКОЛОГИЧЕСКИХ ЗАБОЛЕВАНИЙ

А.В. Анищенко, Е.А. Сидоров, Н.М. Федотов

Представлены результаты разработки устройства для реализации метода индукционного нагрева ферромагнитных материалов, входящих в состав тканезамещающих имплантатов для проведения селективной гипертермии при хирургическом лечении злокачественных новообразований. Особенностью устройства является одновитковая конструкция индуктора из сплошной ленты, что позволило упростить решение задачи по обеспечению необходимой однородности магнитного поля с напряженностью не менее 8000 А/м и обеспечению электробезопасности устройства.

Ключевые слова: онкология, гипертермия, индуктор, индукционный нагрев.

В настоящее время локальная гипертермия рассматривается как один из действенных способов повышения эффективности лучевой и химиотерапии при лечении онкологических заболеваний.

Процедура гипертермии предусматривает нагревание до 42–43 °С без угрозы для жизни. Известно, что температура выше 41 °С вызывает гибель раковых клеток, а здоровые клетки переносят повышение температуры до 44–45 °С [1–3].

Методы локальной гипертермии широко используются при лечении онкологических заболеваний [2, 5–7], одним из таких известных методов является метод индукционного нагрева ферромагнитных материалов, входящих в состав тканезамещающих аппликаторов [1]. Исходя из публикаций, требований врачей и предварительных расчетов, для реализации данного метода требуется индуктор, соответствующий следующим параметрам: геометрия индуктора должна учитывать габариты среднестатистического человека (диаметр индуктора от 600 мм, длина от 300 мм); напряженность поля не должна превышать значения 8000 А/м для обеспечения безопасности пациента [8]; чтобы ткани с хорошей электропроводностью в заданной области не перегревались до достижения гипертермических температур, диапазон частот должен быть примерно 50–150 кГц [7, 9].

В настоящее время на рынке медицинское оборудование для низкочастотной селективной гипертермии с ферромагнитными аппликаторами, прошедшее клинические испытания, отсутствует.

Целью работы является разработка устройства индукционного селективного нагрева тканезамещающих имплантатов для проведения селективной гипертермии при хирургическом лечении онкологических заболеваний.

Материалы и методы. Для реализации цели необходимо на основе анализа литературных сведений сформулировать требования к геометрии рабочей области индуктора, напряженности магнитного поля и его частоте. Разработать схемо-

техническое решение и, при необходимости, выполнить его оптимизацию. Изготовить рабочий макет устройства и провести его тестирование.

Результаты. Как правило, индуктор исполняется в виде соленоида с использованием жидкостного охлаждения. В резонансном контуре из-за геометрических особенностей на конденсаторе и индуктивности индуктора возникает напряжение в десятки киловольт (1):

$$U = I \cdot 2\pi f \cdot L = \frac{I}{2\pi f \cdot C}. \quad (1)$$

Это затрудняет решение задач по обеспечению электробезопасности пациента, охлаждению контура и ужесточает требования по выбору высоковольтных конденсаторов. Следовательно, требуется оптимизация схемотехнического решения. Критерием оптимальности будет минимизация индуктивности контура, что позволит снизить напряжение в контуре и избавиться от решения трудновыполнимых задач.

Сравним различные конструкции исполнения катушки индуктора с целью снижения напряжения и тепла. Для сравнения будем использовать следующие конструкции: соленоид, катушка Гельмгольца, одновитковая катушка из широкой ленты, одиночный виток.

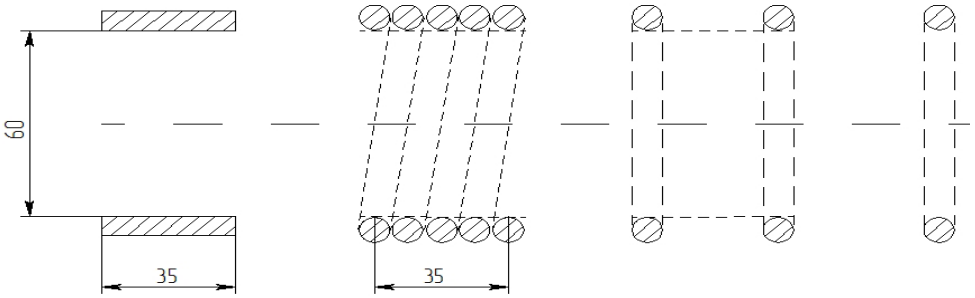


Рис. 1. Схематический вид геометрии катушек индуктивности в разрезе (размеры в сантиметрах): одновитковая катушка из широкой ленты – *а*; соленоид – *б*; катушка Гельмгольца – *в*; один виток – *г*

Для расчетов используем следующие входные параметры: диаметр рабочей области 600 мм, длина 350 мм, напряженность поля в рабочей области 10 кА/м, частота 100 кГц.

Напряженность магнитного поля рассчитывали по формулам: для одновитковой ленты и соленоида (2), для катушки Гельмгольца (3), для одиночного витка (4) [11]:

$$H = \frac{I \cdot H}{l}, \quad (2)$$

$$H = \frac{0{,}716 \cdot I \cdot N}{R}, \quad (3)$$

$$H = \frac{I}{2R}, \quad (4)$$

где I – ток; U – напряжение; H – напряженность; R – радиус; f – частота; L – индуктивность.

Расчет индуктивностей производили по формулам (5)–(8) для соленоида и одновитковой ленты, для параллельного соединения колец Гельмгольца, последовательного соединения колец Гельмгольца и для одиночного витка соответственно [10, 11]:

$$L = \frac{10\pi \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot R^2}{9R + 10l}, \tag{5}$$

$$L = L_1 + L_2, \tag{6}$$

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}, \tag{7}$$

$$L_0 = 2 \cdot 10^{-7} \cdot \pi \cdot D \left[\ln\left(\frac{8 \cdot D}{d}\right) - 1{,}75 \right], \tag{8}$$

где $\mu_0 = 1{,}26 \cdot 10^{-6}$ – магнитная проницаемость; N – число витков катушки; R – радиус; l – длина соленоида; d – диаметр провода; D – диаметр катушки; $L_1 = L_2 = L_0$.

Результаты расчетов представлены в таблице.

Сравнение конструкций индуктора

Название	Диаметр, мм	Длина, мм	Толщина провода, мм	Индуктивность, мкГн	Напряжение, В	Ток, кА	Число витков
Соленоид	600	350	10	57,40	12622	0,35	10
				14,36	6418	0,70	5
Катушка Гельмгольца	600	300	10	3,40 (послед. соед.)	8947	4,19	2
				0,85 (парал. соед.)	2237	4,19	2
Плоская лента	600	350	2	0,65	1429	3,50	1
Один виток*	600	2	10	1,70	6515	6,10	1

*Вычисления сделаны для точки в центре витка; в целом один виток не обеспечивает требуемую однородность магнитного поля.

Для реализации индуктора выбирается одновитковая конструкция из сплошной медной ленты, имеющая наименьшую индуктивность в заданной геометрии. Для схемы выбирается последовательный резонансный контур, индуктивность которого служит для создания требуемой геометрии и напряженности поля. Необходимая установленная мощность генератора определена на основании оценки потерь в контуре. Мощность потерь примерно 1 кВт при напряженности в рабочей области индуктора 10 кА/м.

Анализ результатов показал, что лучше всего сплошная лента, так как для реализации индуктора переменного магнитного поля с напряженностью не менее 8000 А/м, с частотой 50–150 кГц и для заданного рабочего объема $400 \times 600 \times 350$ мм^3 оптимальным решением оказалась одновитковая конструкция из сплошной медной ленты толщиной 2 мм и шириной 350 мм, имеющая наименьшую индуктивность в заданной геометрии, что позволило упростить решение задачи по обеспечению необходимой однородности магнитного поля и обеспечению электробезопасности устройства. Потери в контуре составили 1 кВт, но их можно еще уменьшить.

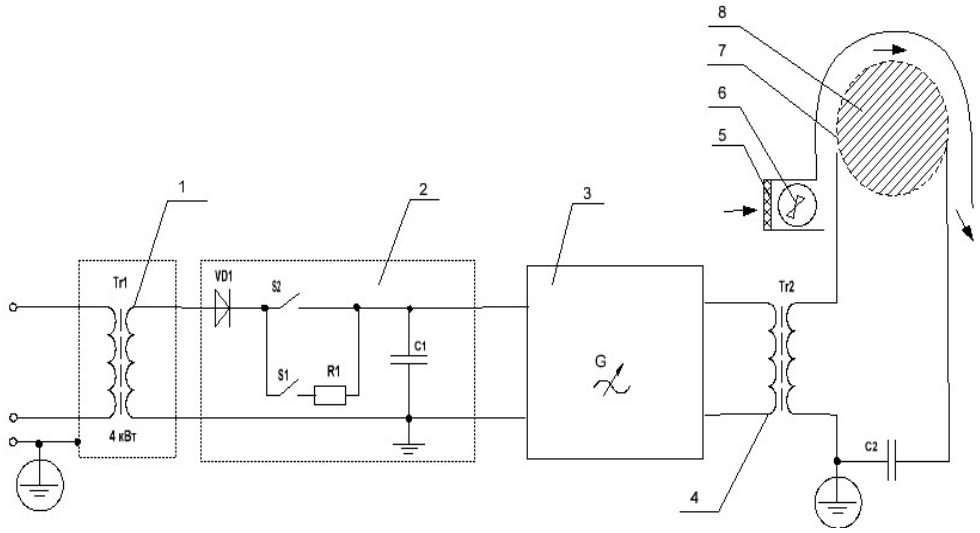


Рис. 2. Схематичное представление устройства: *1* – изолирующий трансформатор на 4 кВт; *2* – выпрямитель тока; *3* – генератор с регулируемой частотой до 100 кГц; *4* – согласующий трансформатор; *5* – воздушный фильтр; *6* – воздушная система охлаждения; *7* – индуктор; *8* – рабочая область индуктора

Заключение

1. Разработано устройство для реализации метода индукционного нагрева ферромагнитных материалов, входящих в состав тканезамещающих имплантатов для проведения селективной гипертермии при хирургическом лечении злокачественных новообразований.

2. Для реализации индуктора переменного магнитного поля с напряженностью не менее 8000 А/м, частотой 50–150 кГц и для заданного рабочего объема 400×600×350 мм^3 оптимальным решением оказалась одновитковая конструкция из сплошной медной ленты толщиной 2 мм и шириной 350 мм, имеющая наименьшую индуктивность в заданной геометрии, что позволило упростить решение задачи по обеспечению необходимой однородности магнитного поля и обеспечению электробезопасности устройства.

3. Изготовлен рабочий макет индуктора и выполнено его тестирование, которое показало, что требуемые параметры магнитного поля воспроизводятся, неоднородность поля не хуже 15%.

Литература

1. Осинцев А.М. Использование локального индукционного нагрева в био Техника и технология пищевых производств (Кемерово). 2012. №2. С. 159–164.

2. Лопатин В.Ф.. Метод локальной УВЧ-гипертермии // Медицинская физика. Обнинск. 2011. № 4. С. 85.

3. Русаков С.В. Гипертермия в онкологии: неизвестное об известном // Онкология. Киев, 2007. С. 60–64.

4. Кобзев А.В. Управление электронными игольчатыми нагревателями при реализации метода локальной гипертермии и его экспериментальная установка / А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин и др. // Доклады ТУСУРа. Томск, 2010. № 2. С. 300–302.

5. Димитрюк А.А. СВЧ-гипертермия в медицине: реализация и применение / А.А. Димитрюк, А.А. Директоренко // Вестник СГТУ. 2011. № 4.

6. Пат. 2295933 РФ, МПК A61F7/00, A61K50/00. Способ проведения магнитной терапии злокачественных образований / А.М. Тишин (РФ). – №2 005 118 803 / 14; заявл. 17.06.05; опубл. 27.03.2007. Бюл. № 9. 6 с.

7. Пат. 2372116 РФ, МПК A61N5/01, A61B18/12, A61F7/12. Устройство для локальной УВЧ-гипертермии / В.Ф. Лопатин (РФ), А.Ф. Цыб (РФ). № 2 007 147 526 / 14; заявл. 24.12.07; опуб. 10.11.09. Бюл. № 31. 10 с.

8. Atkinson W.J., Brezovich I.A., Chakraborty D.P. Usable frequencies in hyperthermia with thermal seeds // IEEE Trans. Biomed. Eng. 1984. Vol. 31, № 1. P. 70–75.

9. Патент 2497489 РФ, МПК A61F7/12, A61N2/10. Способ локального индукционного нагрева биологических тканей / А.М. Осинцев (РФ), А.Л. Майтаков (РФ), В.М. Виноградов (РФ), В.В. Рынк (РФ), И.Л. Васильченко (РФ). № 2 012 122 956 / 14; заявл. 04.06.12; опуб. 10.11.2013. Бюл. № 31. 5 с.

10. Формулы по физике. Магнитное поле [Электронный ресурс]. Режим доступа: http:// http://www.indigomath.ru/formuly-po-fizike/magnitnoe-pole.html, свободный (дата обращения: 24.06.2015).

11. Магнитное поле кругового тока. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http:// http://alexandr4784.narod.ru, свободный (дата обращения: 24.09.2015).

УДК 615.831.6

О ВЛИЯНИИ РИТМИЧЕСКОЙ СТИМУЛЯЦИИ ГОЛОВНОГО МОЗГА НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА

Н.М. Ахраров, Ю.А. Баранова, М.В. Васильева, М.Н. Романовский

Рассмотрены результаты экспериментов по влиянию ритмической стимуляции головного мозга на пропускную способность человека-оператора. Ритмическая стимуляция за счет мерцания символов на экране отображения информации с частотой 10 Гц приводит к повышению пропускной способности и уменьшению количества ошибок.

Ключевые слова: ритмическая стимуляция, альфа-активность головного мозга, экспресс-тест пропускной способности оператора, скорость зрительного восприятия.

Система «человек–машина» (СЧМ) за счет высокой адаптивности и универсальности человеческого звена может работать более надежно, чем автоматическая система. Человек-оператор обычно рассматривается в качестве канала связи между средствами отображения информации и органами управления [1]. Пропускная способность оператора – наибольшая скорость переработки информации – зависит от характера его деятельности, темпа подачи входной информации, условий работы, а также от того, насколько полно эти условия соответствуют психофизиологическим и антропометрическим параметрам человека [2, 3].

Ритмическая стимуляция головного мозга, другие способы коррекции психофизиологического состояния человека-оператора с использованием современных аппаратных и компьютерных средств [4] могут улучшить такие его характеристики, как время сенсомоторной реакции, скорость переработки информации, надежность принятия решения.

Цель настоящей работы – экспериментальное исследование влияния ритмической стимуляции головного мозга на скорость переработки информации человеком-оператором.

Методика эксперимента. Для проведения исследования разработана компьютерная программа – экспресс-тест пропускной способности оператора. Программа последовательно выводит на экран в случайном порядке символы, представленные на клавиатуре. Испытуемый нажимает соответствующую клавишу, после чего появляется следующий символ. Символы не повторяются. Фиксируются время (T), потраченное на перебор всех M элементов множества символов, количество правильных и неправильных (N) реакций оператора. Скорость переработки информации вычисляется по формуле: СПИ = $(M - N)/T$. Предварительно на виртуальной панели устанавливают цвет фона и символов, частоту мерцания символов.

В работе участвовали студенты – 10 мужчин с нормальным зрением в возрасте 19–20 лет. Проведены три идентичные серии из шести экспериментов (тест – ретест). Цвет фона в серии устанавливали в последовательности: зеленый, красный, синий. Цвет символов – черный, число элементов множества символов $M = 41$. Частота мерцания символов составляла 10 Гц.

Для оценки скорости зрительного восприятия использовали таблицы Анфимова (корректурная проба) [5]. Предлагалось по возможности быстро и точно вычеркнуть на бланке с таблицей заданные буквы. Цвет бланков и контраст знаков соответствовали цвету фона и контрасту фон-символ при компьютерном тестировании. Длительность эксперимента – 4 мин. По окончании подсчитывали количество просмотренных знаков (S), количество вычеркнутых букв (K), количество допущенных ошибок (O). Вычисляли: скорость зрительного восприятия $V = S/240$ (в симв./с), коэффициент точности выполнения задания $A = K/(O + K)$, показатель умственной работоспособности $P = A \cdot S$, показатель устойчивости внимания УВН = S/O.

Статистическую обработку результатов проводили с использованием программы Statistica 7. Уровень значимости (p) гипотезы об однородности генеральных совокупностей попарно связанных выборок оценивали с использованием непараметрического критерия Вилкоксона.

Результаты и обсуждение. Восприятие цвета зависит от физиологических особенностей глаз, состояния нервной системы, жизненного опыта, окружающей обстановки [6]. По результатам корректурной пробы (табл. 1) точность выполнения задания и показатель устойчивости внимания были несколько выше на красных бланках, скорость зрительного восприятия и умственная работоспособность – на зеленых (объем выборки $n = 10$, $p > 0{,}05$).

Таблица 1

Медианные значения точности выполнения задания (A), умственной работоспособности (P), показателя устойчивости внимания (УВН), скорости зрительного восприятия (V) в зависимости от цвета бланка корректурного теста

Бланк	A	P, симв.	УВН	V, симв./с
Зеленый	0,95	778,57	83,57	3,68
Красный	0,96	736,52	92,41	3,17
Синий	0,94	748,94	71,60	3,19

Согласно [2] при воздействии внешних раздражителей средней интенсивности на органы зрения время от появления сигнала до начала ответного действия

(латентный период) составляет 0,15÷0,22 с, что соответствует скорости зрительного восприятия V = 4,54÷6,67 симв./с. По результатам корректурной пробы V = 1,72÷6,66 симв./с.

Ритмическая стимуляция за счет мерцания символов на экране приводит к статистически достоверному повышению скорости переработки информации (см. табл. 2, для остальных функциональных проб $p > 0,05$). Этот результат слабо зависит от цвета фона. Повышение СПИ в процессе ритмической стимуляции обусловлено уменьшением и количества ошибок, и времени выполнения теста (рис. 1).

Таблица 2

Средние значения СПИ до и в процессе ВС и значения p-уровней по Вилкоксону для попарно связанных выборок СПИ (n = 30)

Фон	Зеленый	Зеленый + ВС	Красный	Красный + ВС	Синий	Синий + ВС
СПИ, симв./с	0,58	0,80	0,64	0,83	0,68	0,84
p	0,086		0,005		0,002	

Переработку и передачу информации человеком можно представить в виде «информационной воронки», широкая часть которой соответствует сенсорам (рецепторам), средняя – корковому уровню, а узкая – уровню ответных реакций [1]. Время движения руки оператора (моторной реакции) зависит от возраста и в среднем составляет 0,2–0,3 с [2]. Скорость моторной реакции до и в процессе ВС, как показали эксперименты, отличается незначительно. СПИ значительно ниже скорости зрительного восприятия V. Повышение СПИ при ритмической стимуляции происходит, по-видимому, из-за сокращения времени поиска символов на клавиатуре.

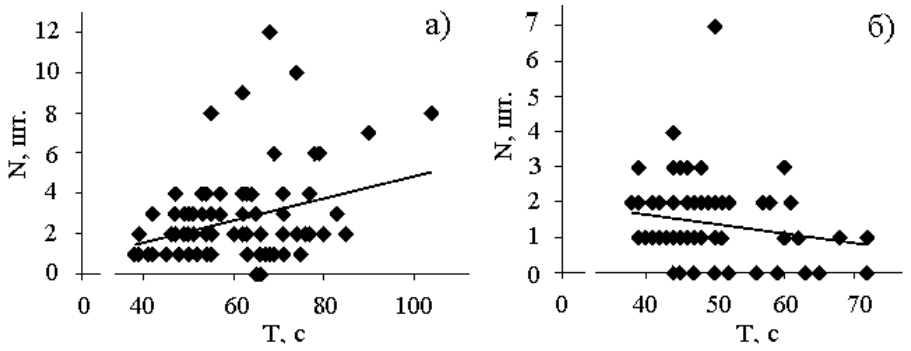


Рис. 1. Точечные диаграммы (n = 90) количества ошибок N от времени выполнения теста T до (*а*) и в процессе (*б*) ВС

Механизмы переработки информации соотносят с альфа-активностью электроэнцефалограммы (ЭЭГ) [7, 8]. Согласно [9], максимальная работоспособность при выполнении сложной операторской деятельности достигается при чередовании альфа-ритма с бета- и небольшим числом тета-волн. ЭЭГ такого вида характеризует здорового человека в спокойном состоянии [10]. Остается предположить, что ритмическая стимуляция с частотой 10 Гц способствует нормализации психофункционального состояния человека-оператора.

Заключение. Ритмическая стимуляция головного мозга за счет мерцания символов на экране отображения информации с частотой 10 Гц приводит к повышению пропускной способности и надежности (уменьшению количества ошибок) человека-оператора. В проведенных экспериментах повышение скорости переработки информации может быть связано с сокращением времени поиска символов на клавиатуре.

Характер деятельности человека-оператора во многом зависит от уровня автоматизации и назначения СЧМ [1]. В СЧМ высокого уровня автоматизации функции управления в нормальных условиях выполняет ЭВМ. Оператор осуществляет функции контроля и включается в работу лишь при отклонении управляемого процесса от нормы. Ритмическая стимуляция головного мозга в такие моменты времени может способствовать повышению эффективности работы человека-оператора.

Литература

1. Энциклопедический словарь: Психология труда, управления, инженерная психология и эргономика / Б.А. Душков, А.В. Королев, Б.А. Смирнов [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://vocabulary.ru/dictionary/896/word/propusknaja-sposobnost-operatora, свободный (дата обращения: 19.06.2015).

2. Основы проектирования электронных средств [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.infovek.ru/Edinaya_sistema_chelovek-mashina, свободный (дата обращения: 19.06.2015).

3. Леонова А.Б. Психодиагностика функциональных состояний человека. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1984. 200 с.

4. Безносюк Е.В. Современные технические аппаратные и компьютерные средства, используемые в психотерапии / Е.В. Безносюк, А.И. Кучинов // Методы современной психотерапии. М.: Класс, 2001. С. 437–462.

5. Бруннер Е.Ю. Лучше, чем супервнимание: методики диагностики и психокоррекции: психология внимания; оценочные тесты; развивающие игровые упражнения. Серия: Психологический практикум / Е.Ю. Бруннер. Ростов-н/Д: Феникс, 2006. 317 с.

6. Базыма Б.А. Цвет и психика [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.klex.ru/22q, свободный (дата обращения: 19.06.2015).

7. Базанова О.М. Современная интерпретация альфа-активности ЭЭГ // Международный неврологический журнал. 2011. № 8. С. 96–104.

8. Basar E. A review of alpha activity in integrative brain function: Fundamental physiology, sensory coding, cognition and pathology // International Journal of Psychophysiology. 2012. № 86. P. 1–24.

9. Баевский Р.М. Физиологические измерения в космосе и проблема их автоматизации. М.: Наука, 1970. 254 с.

10. Зенков Л.Р. Клиническая электроэнцефалография (с элементами эпилептологии). Руководство для врачей. М.: МЕДпресс-информ, 2011. 368 с.

УДК 616.411:004.891.3

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОГО КЛАССИФИКАТОРА ДЛЯ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ РИСКА ВОЗНИКНОВЕНИЯ И РАЗВИТИЯ СЕРДЕЧНО-СОСУДИСТЫХ ЗАБОЛЕВАНИЙ

М.Б. Бардамова, В.С. Ковалёв, И.В. Горбунов

Представлена разработка системы, построенной на нечеткой логике, задачей которой является прогнозирование степени риска возникновения и дальнейшего развития заболеваний сердечно-сосудистой системы. Для идентификации параметров разрабатываемой системы использовались следующие метаэвристические алгоритмы: «гравитационный алгоритм» и «алгоритм прыгающих лягушек». Приведены результаты оптимизированной системы прогнозирования.

Ключевые слова: нечеткий классификатор, прогнозирование риска сердечно-сосудистых заболеваний, метаэвристические алгоритмы.

Сердечно-сосудистые заболевания (ССЗ) являются основной причиной смерти во всем мире, по данным информационного бюллетеня Всемирной организации здравоохранения (ВОЗ) от января 2015 г. [1]. По оценкам ВОЗ, в 2012 г. от ССЗ умерло 17,5 млн человек, что составило 31% всех случаев смерти в мире. Из этого числа примерно 7,4 млн человек умерли от ишемической болезни сердца, 6,7 млн человек – в результате инсульта.

Инфаркты и инсульты, как правило, являются острыми заболеваниями и происходят, главным образом, в результате закупоривания сосудов которое препятствует току крови к сердцу или мозгу. Самой распространенной причиной этого является атеросклеротическое поражение стенок кровеносных сосудов, снабжающих кровью сердце или мозг.

Основными поведенческими факторами риска атеросклероза и, как следствие, болезней сердца и сосудов являются неправильное питание, гиподинамия, употребление табака и чрезмерное употребление алкоголя. Эти факторы могут приводить к росту артериального давления, повышению уровня глюкозы в крови, нарушению обмена липидов, возникновению избыточной массы тела и ожирению. Исследование этих показателей позволяет прогнозировать повышенный риск развития инфаркта миокарда, инсульта, сердечной недостаточности и других осложнений. Оценка исследуемых данных заключается в сравнении полученных результатов с референсными показателями и выявлении отклонений от референсных значений. Такой способ оценки затруднителен при большом объеме выборки, при наличии разнонаправленных изменений анализируемых параметров и выявления незначительных пороговых отклонений.

Предполагается, что использование системы обработки информации с применением нечеткой логики и метаэвристических алгоритмов позволит в автоматизированном режиме решать задачу прогнозирования риска возникновения и развития ССЗ, тем самым оказывая помощь как врачу клинической лабораторной диагностики, так и пациенту.

В данной работе проведен биохимический анализ на случайной выборке условно здоровых лиц обоего пола в возрасте от 29 до 70 лет (потенциальная группа риска). Для этого определены следующие биохимические анализы: уровень глюкозы крови натощак, содержание общего холестерина (ОХС), триглицеридов (ТАГ), холестерина липопротеидов высокой, низкой и очень низкой плотности

(ХС-ЛПВП, ХС-ЛПНП и ХС-ЛПОНП соответственно). Проведен расчет коэффициента атерогенности (КА) и атерогенного индекса плазмы (АИП). На основании полученных данных и расчетных индексов составлено экспертное заключение о степени потенциального риска развития ССЗ.

Следующий этап работы заключался в построении интеллектуальной системы для оценки склонности пациентов к возникновению и развитию ССЗ. Система включает в себя Питтсбургский нечеткий классификатор, обученный на сформированной экспертами таблице наблюдений, где каждому набору входных параметров (биохимических показателей) соответствует один из четырех выходных классов, соответствующих степени риска (низкий, средний, повышенный, высокий). Оценкой точности построенного нечеткого классификатора является процент правильной классификации на тестовой выборке. Базируется интеллектуальная система на математическом аппарате нечеткой логики.

Нечеткий классификатор. Нечеткий классификатор может быть представлен как функция

$$y = f(\mathbf{X}, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{r}), \qquad (1)$$

где $\mathbf{X}$ – входной вектор; $\boldsymbol{\theta} = \|\theta_1, \ldots, \theta_N\|$ – вектор параметров антецедентов; $\mathbf{r} = \{r_1, \ldots, r_L\}$ – классы консеквентов; y – скалярный выход системы [2], а $N = nt$, n – число параметров, описывающих одну функцию принадлежности; t – число термов, описывающих входную переменную.

Нечеткий классификатор строится на множестве нечетких правил типа «ЕСЛИ–ТО». Каждое правило состоит из двух частей. В антецедентной части правила (ЕСЛИ – части) содержится утверждение относительно значений входных переменных, а в консеквентной части (ТО – части) указывается соответствующий класс.

Таким образом, Питтсбургский классификатор оперирует нечеткими правилами следующего вида [3]:

$$R_{ij}: \text{ ЕСЛИ } x_1 = A_{1i} \text{ И } x_2 = A_{2i} \text{ И } x_3 = A_{3i} \text{ И } \ldots \text{ И } x_n = A_{ni}, \text{ ТО } \text{class} = c_j, \qquad (2)$$

где $\mathbf{X} = (x_1, x_2, x_3, \ldots, x_n)$ – вектор признаков классифицируемого объекта; A_{ki} – нечеткий терм, характеризующий k-й признак в i-м правиле ($i \in [1, m]$); m – число правил; c_j – идентификатор j-го класса, $j \in [1, L]$; L – количество классов.

На рис. 1 представлен пример лингвистических термов для одной входной переменной, определяемых треугольными функциями принадлежности, каждый из которых задается тройкой параметров (a, b, c).

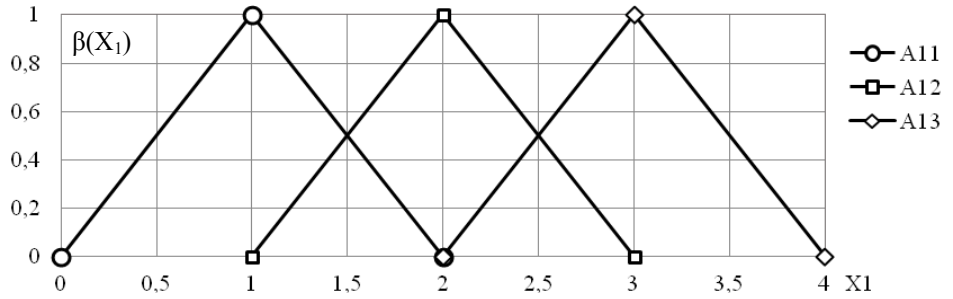


Рис. 1. Равномерное разбиение входной переменной
на лингвистические термы треугольного типа

В процессе нечеткой классификации вычисляется степень принадлежности объекта к каждому классу:

$$\beta_j(x) = \sum_{R_{ij}} \prod_{k=1}^{n} A_{ki}(x_k),\ j = 1,2,...,m\ . \qquad (3)$$

Выходом классификатора является метка класса, определяемая следующим образом:

$$\text{class} = c_{j^*},\ j^* = \arg\max_{1 \le j \le m} \beta_j\ . \qquad (4)$$

На множестве обучающих данных (таблице наблюдений) $\{(x_p;\ c_p),\ p = 1, ..., z\}$ определим единичную функцию

$$\text{delta}(\rho, \theta) = \begin{cases} 1, & \text{если } c_\rho = f(x_\rho, \theta), \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}, \quad \rho = 1, 2, ..., z\ , \qquad (5)$$

тогда численный критерий качества классификации (фитнесс-функция, доля правильной классификации) выражается следующим образом:

$$E(\theta) = \frac{1}{z} \cdot \sum_{\rho=1}^{z} \text{delta}(\rho, \theta)\ . \qquad (6)$$

Проблема идентификации параметров нечеткого классификатора сводится к проблеме поиска максимума указанной функции в многомерном пространстве, координаты которого соответствуют параметрам нечеткого классификатора. Для оптимизации параметров вектора антецедентов предлагается использовать метаэвристические алгоритмы, представленные ниже.

Метаэвристические алгоритмы оптимизации. В отличие от алгоритмов оптимизации, основанных на вычислении производных, метаэвристические алгоритмы позволяют осуществлять поиск с высокой точностью, поскольку имеют меньшую вероятность «застревания» в локальных экстремумах.

В работе применялись следующие алгоритмы:

- гравитационный алгоритм;
- алгоритм прыгающих лягушек.

Оба алгоритма являются популяционными: на вход подается вектор антецедентов, полученный на этапе структурной идентификации, и его дубликаты, сгенерированные с помощью нормального отклонения. После каждой итерации метаэвристического алгоритма позиции векторов изменяются, обновляются их фитнесс-функции. По истечении заданного количества итераций алгоритм завершается. Выходом алгоритма является вектор антецедентов с наименьшим значением фитнесс-функции.

В гравитационном алгоритме популяция представляет собой систему частиц, между которыми, согласно законам Ньютона, действуют силы притяжения [4]. Сила зависит от массы частиц, которая прямо пропорциональна значению фитнесс-функций, и взаимного расположения векторов – евклидового расстояния. Для каждой частицы рассчитываются физические характеристики – равнодействующая сил притяжения, ускорения, скорость и перемещение. После чего происходит обновление позиции векторов путем изменения их текущих координат в направлении и на величину, пропорциональную скорости.

Алгоритм прыгающих лягушек имитирует поведение группы лягушек в процессе поиска пищи [5]. Популяция векторов разбивается на группы одинаковой размерности, называемые мемеплексами. Основой алгоритма является комбинирование локального поиска в пределах каждого из мемеплексов и глобального

поиска путем обмена информацией о положениях лучших агентов этих мемплексов и определения на этой основе глобально лучшего решения.

Проблема «застревания» в локальном минимуме в данных алгоритмах решается путем использования стохастических функций и осуществления мутаций.

Эксперимент. Тестирование проводилось на экспертной таблице наблюдений, содержащей биохимические показатели пациентов (9 параметров) и соответствующее заключение о степени риска развития ССЗ (4 класса). На момент проведения эксперимента таблица содержала 66 строк. Перечень входных параметров системы, их тип и область определения представлены в табл. 1.

Таблица 1

Описание входных параметров классификатора

Входной параметр	Тип	Область определения
Возраст	Целочисленный	[29; 70]
Глюкоза	Вещественный	[3,0; 6,8]
ОХС	Вещественный	[3,11; 10,28]
ТАГ	Вещественный	[0,54; 2,86]
ХС-ЛПВП	Вещественный	[0,81; 2,35]
ХС-ЛПНП	Вещественный	[1,83; 7,13]
ХС-ЛПОНП	Вещественный	[0,25; 1,3]
КА	Вещественный	[1,44; 5,48]
АИП	Вещественный	[–0,45; 0,49]

Выходной параметр является степенью риска возникновения и развития ССЗ (низкий, средний, повышенный, высокий). Далее оценка точности интеллектуальной системы была проведена в соответствии со схемой кроссвалидации, т.е. была разбита на обучающую выборку (80% таблицы) и тестовую (20%). Результирующая точность нечеткого классификатора для обеих выборок представлена в табл. 2.

Таблица 2

Результаты работы нечеткого классификатора

Выборка	Обучающая	Тестовая
Точность после оптимизации гравитационным алгоритмом	80,31	53,57
Точность после оптимизации алгоритмом прыгающих лягушек	76,96	61,19

Заключение. Продемонстрированные результаты свидетельствуют, что интеллектуальная система на основе нечеткой логики может применяться для прогнозирования риска возникновения и развития сердечно-сосудистых заболеваний. Алгоритмы оптимизации демонстрируют приемлемые обучающие способности. Большинство ошибок классификатора происходят у близких по смыслу классов, т.е. между низким и средним или между повышенным и высоким, что является допустимым. Для повышения точности необходимо использовать большее количество данных, а также проанализировать информативность признаков. После повторения экспериментов планируется создать приложение для оценки риска ССЗ для пациентов.

Литература

1. Информационный бюллетень № 317 [Электронный ресурс]. Сердечно-сосудистые заболевания / Всемирная организация здравоохранения, 2015 г. URL: http://www.who.int/mediacentre/factsheets/fs317/ru/ (дата обращения: 20.09.2015).

2. Ходашинский И.А. Идентификация нечетких систем: методы и алгоритмы // Проблемы управления. 2009. № 4. С. 15–23.

3. Ходашинский И.А., Дудин П.А. Идентификация нечетких систем на основе непрерывного алгоритма муравьиной колонии // Автометрия. 2012. Т. 48, № 1. С. 45–71.

4. Esmat Rashedi GSA: A Gravitational Search Algorithm // Department of Electrical Engineering, Shahid Bahonar University of Kerman. 2009. 18 с.

5. Mohammad Rasoul Narimani. A New Modified Shuffle Frog Leaping Algorithm for Non-Smooth Economic Dispatch // World Applied Sciences Journal. 2011. P. 803–814.

УДК 615.831.6

К ВЛИЯНИЮ ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ НА АЛЬФА-АКТИВНОСТЬ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАММЫ

И.С. Алексеева, Е.В. Бугров, К.С. Бразовский, М.Н. Романовский

Рассмотрены результаты экспериментов по влиянию визуальной стимуляции при закрытых глазах на альфа-активность ЭЭГ. Стимуляция на доминирующей частоте альфа-осцилляций приводит к повышению средней мощности альфа-активности.

Ключевые слова: визуальная стимуляция, ЭЭГ, альфа-активность.

Электроэнцефалография (ЭЭГ) – один из основных методов объективного тестирования нервной системы [1]. Альфа-активность ЭЭГ функционально связана с широким кругом сенсорных, моторных и когнитивных процессов [2]. Основными ЭЭГ-признаками альфа-активности являются доминирование осцилляций в теменно-затылочной области в состоянии покоя с закрытыми глазами, авторитмичность, зрительная активация [3].

В [4] сообщалось, что воздействие импульсов света, модулированных по амплитуде на неосознаваемом уровне восприятия с частотой альфа-диапазона, (визуальная стимуляция – ВС) на открытые глаза человека приводит к повышению альфа-активности. Цель настоящей работы – электроэнцефалографический анализ влияния ВС при закрытых глазах на альфа-активность в сравнении с ритмической фотостимуляцией.

Для ВС использовали аппарат визуальной светотерапии [5]. Частоту ВС устанавливали индивидуально, – равной доминирующей частоте альфа-осцилляций при закрытых глазах в начале эксперимента. Частота ритмической фотостимуляции [6] составляла 10 Гц.

Электроэнцефалограммы (ЭЭГ) записывали аналогично [4] в восьми отведениях по следующей схеме: 1) 30 с – глаза закрыты (ГЗ); 2) 30 с – глаза открыты (ГО); 3) 20 с – ГО и фотостимуляция; 4) 20 с – ГЗ; 5) 240 с – ГЗ и ВС; 6) 30 с – ГЗ. Последующую обработку ЭЭГ проводили после цифровой фильтрации в диапазоне 8–13 Гц.

Цифровые отсчеты амплитуды альфа-осцилляций для всех функциональных проб моделируются нормальным распределением с нулевым средним при уровне значимости $p > 0{,}99$ по критерию χ^2. Дисперсия отсчетов (D) характеризует среднюю мощность альфа-активности.

Индивидуальные зависимости D от функциональной пробы (рис. 1, *а–в*) полиморфны. При закрытых глазах наибольшие значения дисперсии наблюдаются или в затылочных (О1, О2), или в теменных (Р3, Р4) отведениях. В ответ на открывание глаз дисперсия закономерно уменьшается (реакция зрительной активации).

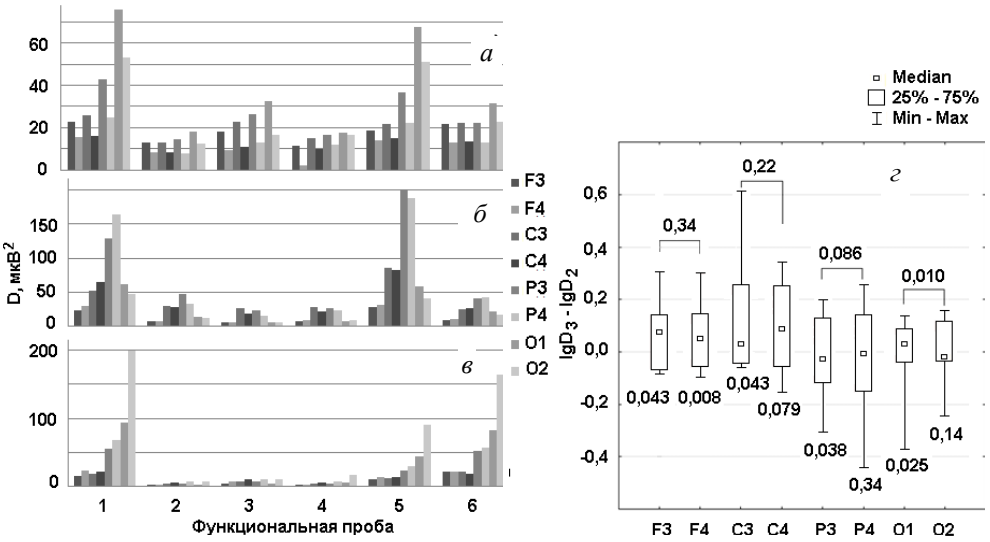


Рис. 1. Диаграммы дисперсии альфа-осцилляций для функциональных проб по отведениям (*а–в*) и размаха дисперсии при фотостимуляции (*г*) по отношению к предшествующему фону

Под диаграммами размаха – p по критерию Вилкоксона для попарно связанных выборок $D_3 - D_2$, над диаграммами – для выборок D_3 в левом и правом полушарии.

При ритмической фотостимуляции повышение мощности альфа-активности становится заметным при усвоении ритма (рис. 1, 2 – *а*, *в*). Для лобных (F3, F4) и центральных (C3, C4) отведений в большинстве случаев (p = 0,079) мощность альфа-активности незначительно, но превышает предшествующий фон (см. рис. 1, *г*). По отведениям Р4 и О2 (правое полушарие) изменений практически нет ($p \geq 0{,}14$), для Р3 происходит незначительное снижение (p = 0,038), а для О1 повышение (p = 0,025) альфа-активности.

ВС при закрытых глазах приводит к повышению альфа-активности (рис. 3). Эффект в теменных (Р3, Р4) и затылочных (О1, О2) отведениях более выражен, чем в центральных и среднефронтальных. Средняя мощность альфа-активности по всем отведениям и в процессе (D_5), и после (D_6) ВС статистически значимо превышает предшествующую мощность фона (D_4).

Под диаграммами – p по критерию Вилкоксона для выборок $D_5 - D_4$ и $D_6 - D_4$, над диаграммами – для выборок $D_{5,6}$ в левом и правом полушарии.

При открытых глазах [4] относительные мощности альфа-активности по соответствующим отведениям над левым и правым полушариями головного мозга в процессе ВС очень близки. После ВС в теменных и затылочных отведениях статистически значимо доминирует альфа-активность в левом полушарии. При закрытых глазах (см. рис. 3) доминирование альфа-активности в теменных и затылочных отведениях левого полушария проявляется и во время, и после ВС ($p \leq 0{,}043$).

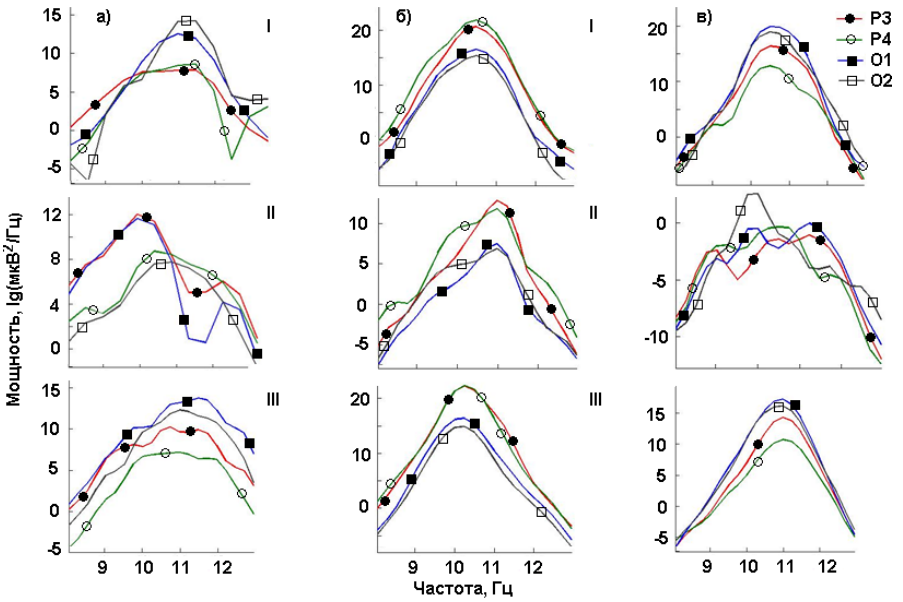


Рис. 2. Спектры мощности альфа-активности для теменных и затылочных отведений: I – фон; II – фотостимуляция; III – ВС

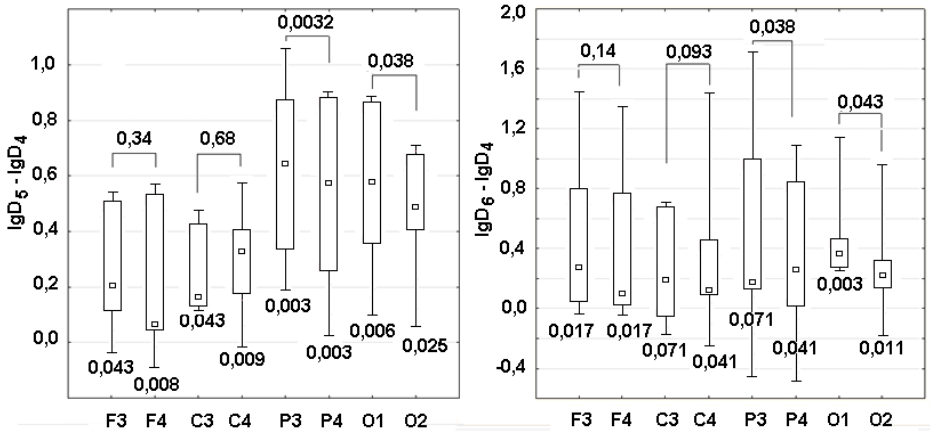


Рис. 3. Диаграммы размаха дисперсии цифровых отсчетов во время (D_5) и после (D_6) воздействия аппарата ВС по отношению к дисперсии предшествующего фона

Таким образом, воздействие импульсов света, модулированных по амплитуде на неосознаваемом уровне восприятия с частотой альфа-диапазона, на закрытые глаза приводит к повышению мощности альфа-активности. В теменных и затылочных отведениях эффект ВС более выражен, чем в центральных и среднефронтальных.

Литература

1. Зенков Л.Р. Клиническая электроэнцефалография (с элементами эпилептологии). Руководство для врачей. М.: МЕДпресс-информ, 2011. 368 с.

2. Basar E. A review of alpha activity in integrative brain function: Fundamental physiology, sensory coding, cognition and pathology // International Journal of Psychophysiology. 2012. № 86. P. 1–24.

3. Базанова О.М. Современная интерпретация альфа-активности ЭЭГ // Международный неврологический журнал. 2011. № 8. С. 96–104.

4. Бугров Е.В. К влиянию модулированных импульсов света на альфа-активность головного мозга / Е.В. Бугров, К.С. Бразовский, М.Н. Романовский // Электронные средства и системы управления: матер. докл. X Междунар. науч.-практ. конф. 12–14 ноября 2014 г.): в 2 ч. Ч. 2. Томск: В-Спектр, 2014. С. 4–6.

5. Бугров Е.В. Аппарат визуальной светотерапии / Е.В. Бугров, А.А. Бомбизов, М.Н. Романовский // Доклады ТУСУРа. 2012. № 1 (25), ч. 2. С. 270–272.

6. Ритмическая фотостимуляция [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://eeg-online.ru/standards/ips.htm, свободный (дата обращения: 14.07.2015).

УДК 615.831.6

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЕРХЪЯРКИХ СВЕТОДИОДОВ ДЛЯ ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ ГОЛОВНОГО МОЗГА

В.С. Кунегин, О.-Ш.Р. Дабаев, М.Н. Романовский

Представлены результаты разработки устройств для визуальной стимуляции (ВС) головного мозга на сверхъярких RGB-светодиодах. Разработанные устройства позволяют сочетать ВС с когнитивной деятельностью. В перерывах между сеансами ВС их можно использовать как обычные осветительные приборы.

Ключевые слова: визуальная стимуляция, сверхяркие RGB-светодиоды.

Успешность профессиональной деятельности человека зависит от его психофункционального состояния (ПФС) [1]. Для коррекции ПФС – наряду с другими психотерапевтическими средствами – используется визуальная стимуляция (ВС) головного мозга [2].

Современные аппараты ВС представляют собой полумаски-очки с отдельными излучателями для глаз и электронным блоком управления излучателями. Излучатели формируют импульсы света различного спектрального состава, модулированные по амплитуде с одной или двумя перестраиваемыми частотами синхронизации. В большинстве таких аппаратов ВС сочетается со звуковой стимуляцией. В излучателях используются индикаторные светодиоды.

Полумаски-очки удобны для релаксации, но плохо подходят для ВС в сочетании с профессиональной (например, когнитивной) деятельностью.

Для освещения и разного рода световых эффектов все шире применяются сверхъяркие светодиоды. Представляет интерес использование сверхъярких светодиодов в устройствах для визуальной стимуляции головного мозга. Цель настоящей работы – разработка прототипов таких устройств.

Функциональное проектирование. Разработанные устройства содержат (рис. 1): светодиодный излучатель (СД), драйверы светодиодов (ДС), микроконтроллер (МК), ИК-датчик (Д), пульт дистанционного управления (ДУ). Для установки программ ВС микроконтроллер через USB-порт подключается к персональному компьютеру (ПК).

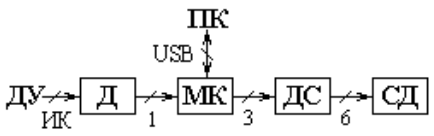


Рис. 1. Функциональная схема устройств

В излучателях использованы сверхяркие RGB-светодиоды LED-003W на плате Star (таблица). Управление драйверами осуществляется микроконтроллером Atmega8L [3] с предустановленными программами ВС. Для включения-выклю-чения устройства и выбора программы ВС предусмотрено дистанционное управление по ИК-каналу [4].

Параметры RGB-светодиодов LED-003W

Цвет	Длина волны, нм	Напряжение отсечки, В	Световой поток, лм
Красный	620–630	2,0	30–40
Синий	460–470	2,6	20–30
Зеленый	520–530	2,8	70–80

Драйверы сверхъярких светодиодов изготавливаются на линейных и на импульсных регуляторах тока. Преимущество линейных драйверов для ВС – отсутствие пульсаций излучения светодиодов, характерного для импульсных устройств.

Устройство с линейным регулятором тока выполнено на микросхеме NSI50350ADT4G [5]. Регулятор не требует дополнительных элементов для задания тока – значение 350 мА предопределено его внутренней структурой. Высокое быстродействие регулятора позволяет использовать для модуляции излучения светодиодов транзисторные ключи (рис. 2).

Микросхема NSI50350ADT4G сохраняет работоспособность при температурах до +175 °С, что важно для мощных светодиодных светильников, выделяющих в процессе работы большое количество тепла. В цепи регулировки тока используется элемент с отрицательным температурным коэффициентом. Со стороны анодной цепи регулятора предусмотрена защита от импульсных бросков напряжения.

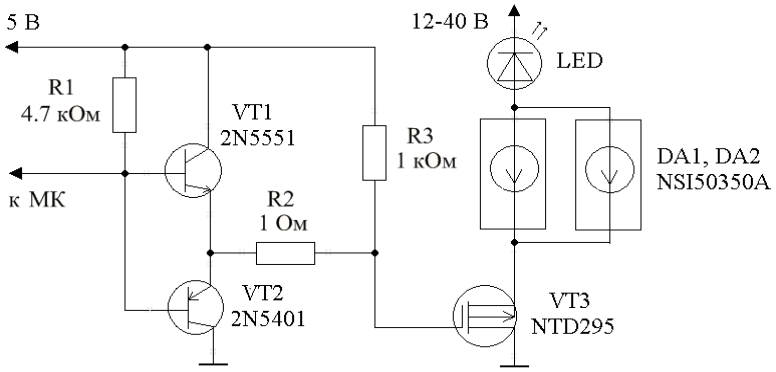


Рис. 2. Электрическая принципиальная схема драйвера на микросхеме NSI50350A

Устройство с импульсным регулятором тока выполнено на микросхеме NCP 3066 [6]. Схема драйвера (см. рис. 2) рассчитана с учетом рекомендаций производителя NCP 3066 – фирмы ON Semiconductor.

Модуляцию светового потока с выбранной частотой синхронизации обеспечивает аналоговый сигнал на вывод 5-й микросхемы (COMP). Формируется этот сигнал подтягиванием порта ввода-вывода МК на землю. Управление яркостью светодиодов (диммирование) достигается подачей соответствующего ШИМ-сигнала на вывод 8-й микросхемы (On/Off).

Особенности конструкции и программное обеспечение. Конструктивно устройства оформлены в виде настольной лампы. Смешение цветов обеспечивают встроенные линзы RGB-светодиодов (120°). Лампа освещает рабочее место пользователя (лист бумаги, страницу книги). Для независимой ВС левого и правого полушарий головного мозга необходимы два излучателя – один располагают в левом, другой – в правом периферическом поле зрения пользователя. Для групповых сеансов ВС удобно использовать потолочные или настенные излучатели большей мощности (светодиодные лампы).

Программное обеспечение (ПО) прототипов аналогично ПО аппарата визуальной светотерапии [7]. Выбираются цвет и форма импульсов света. Выбранные режимы ВС можно зафиксировать в отдельных файлах – для последующего считывания программой или в памяти МК – для конечных пользователей.

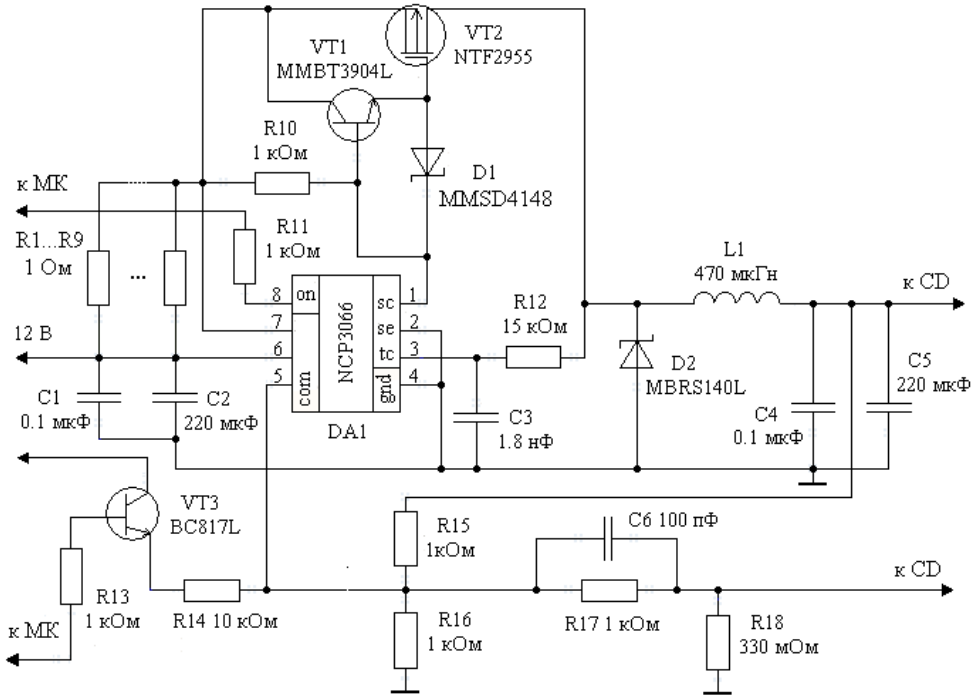


Рис. 3. Электрическая принципиальная схема драйвера на микросхеме NCP 3066

Заключение. Разработанные устройства позволяют сочетать ВС с когнитивной деятельностью. В перерывах между сеансами ВС устройства можно использовать как обычные осветительные приборы.

Литература

1. Данилова Н.Н. Психофизиологическая диагностика функциональных состояний. М.: Изд-во МГУ, 1992. 192 с.

2. Безносюк Е.В. Современные технические аппаратные и компьютерные средства, используемые в психотерапии / Е.В. Безносюк, А.И. Кучинов / Методы современной психотерапии: учеб. пособие. М.: Класс, 2001. С. 437–462.

3. Electronic Components Datasheet Search [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=Atmega8l, свободный (дата обращения: 3.09.2015).

4. Кунегин В.С. Управление устройствами / В.С. Кунегин, О-Ш.Р. Дабаев / Научная сессия ТУСУР–2015: в 5 ч. Ч. 1. Томск: В-Спектр, 2015. С. 198–201.

5. NSI50350ADT4G. Constant Current Regulator & LED Driver [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.onsemi.ru.com/pub_link/Collateral/NSI50350AD-D.PDF, свободный (дата обращения: 3.09.2015).

6. NCP3065, NCV3065. Up to 1.5 A Constant Current Switching Regulator for LEDs [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP3065.PDF, свободный (дата обращения: 3.09.2015).

7. Бугров Е.В. Аппарат визуальной светотерапии / Е.В. Бугров, А.А. Бомбизов, М.Н. Романовский // Доклады ТУСУРа. 2012. № 1 (25), Ч. 2. С. 270–272.

Секция 10

ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА

*Председатель – **Задорин Анатолий Семёнович**, зав. каф. РЗИ, д-р физ.-мат. наук, профессор*

УДК 628.931

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕЩЕНИЯ НА РОСТ И РАЗВИТИЕ РАСТЕНИЙ

А.Ю. Хомяков, В.И. Туев, Т.Т. Гасанова, Е.Г. Незнамова

Проведено исследование влияния светодиодного освещения на рост и развитие растений. В результате экспериментов подтверждена специфика влияния составляющих спектра синего цвета на развитие рассады томатов. Рассмотрена зависимость скорости прорастания семян и эффективности их всхожести от режимов облучения светодиодами красного спектра. По результатам экспериментов отмечено положительное влияние отдельных составляющих спектра светодиодного освещения на рост и развитие растений на различных стадиях их жизненного цикла.

Ключевые слова: светодиодное освещение, скорость прорастания семян, рассада.

В условиях Сибирского климатического пояса особую важность имеет круглогодичное выращивание растений в закрытом грунте. Короткий световой день, низкие температуры и недостаточная освещенность не могут обеспечить на должном уровне выращивание растений круглый год без использования досветки. На данный момент в тепличных хозяйствах в большинстве случаев используются дуговые натриевые трубчатые лампы (ДНаТ). Данный вид ламп имеет ряд достоинств, таких как спектр, благоприятный для фотосинтеза растений в условиях недостаточной естественной освещенности, относительно высокая экономичность и большой срок службы.

В связи с быстрым развитием полупроводниковой светотехники встал вопрос об актуальности перехода в тепличных хозяйствах с ламп типа ДНаТ на светодиодные источники света, которые имеют ряд преимуществ, выгодно отличающих их от предшественников, в том числе в экологическом аспекте [1].

Светодиодные источники, из-за особенности своей конструкции, являются более энергоэффективными. Световая отдача светодиодных ламп составляет 140 лм/Вт относительно 90 лм/Вт у натриевых. Еще одним важным фактором является эффект «старения» ламп ДНаТ. Практическое применение данного типа ламп показало, что после 400 ч работы световой поток лампы уменьшается на 20–30% в области фотосинтетической активной радиации, что делает использование данного типа ламп в качестве источника света нерентабельным. Светодиодная лампа данных недостатков лишена, срок службы такой лампы достигает 50000 ч с незначительным падением светоэффективности в конце расчетного срока эксплуатации.

В среднем для освещения теплицы размером 1 га используется 2500 светильников типа ДНаТ. Из-за эффекта «старения» лампы данного типа нуждаются в полной замене раз в полтора года. Отработанные лампы подлежат утилизации,

которая осложняется из-за большого количества отработанных источников света – это один из экологических аспектов. Кроме того, данный вид ламп содержит натриево-ртутную амальгаму и ксенон, а также большое количество стекла. Известно, что ртутьсодержащие изделия отнесены к первому классу опасности как чрезвычайно опасный отход для окружающей среды. Таким образом, дуговые натриевые трубчатые лампы нуждаются в специализированной утилизации. Светодиодные лампы в этом плане являются более экологичными. Они не содержат в своем составе тяжелых металлов и не нуждаются в специальной утилизации. Более того, большая часть светодиодной лампы поддается переработке и повторному использованию. Из этого следует, что светодиодная лампа экологичнее дуговых натриевых трубчатых ламп в плане утилизации и возможностей рециклинга.

Теоретически спектр излучения светодиодного элемента может соответствовать спектру, необходимому растительным организмам для осуществления фотосинтеза. Но ведущие сотрудники тепличных хозяйств настороженно и с недоверием относятся к полному переходу их производства на новые источники света (по устным беседам). В связи с этим целью данного исследования является исследование влияния светодиодного освещения как фоторегулирующего фактора, так и энергетического ресурса в сравнении с иными искусственными источниками света, а также с естественным освещением.

Нами были изучены некоторые аспекты влияния светодиодного освещения на рост и развитие растений. Известно, что свет является не только энергетическим ресурсом для растений, но и регулирующим фактором, обусловливающим протекание физиологических процессов в растении в соответствии с его жизненным циклом [1].

В первом эксперименте в качестве опытных растений были взяты семена томатов черри – скороспелые, декоративные сорта, подходящие для выращивания в горшках. Растение само себя ограничивает в росте и не требует пасынкования и подвязки. Куст выдерживает большие нагрузки плодами.

Растения были посеяны в четыре контейнера. К каждому из них были подведены разные источники света: к первому контейнеру – люминесцентная лампа, ко второму – светодиоды белого цвета, к третьему – светодиоды красного и синего цвета, к четвертому – лампа накаливания. Интенсивность освещенности была одинаковой и приближена к параметрам, требуемым для выращивания растений в теплицах. Растения выставлялись под искусственное освещение на фоне непрямого естественного, ежедневно на четыре часа. В остальное время растения находились на подоконнике, ориентированном на юго-восток, где солнечный свет присутствовал преимущественно в первой половине дня.

В результате экспериментов подтверждены результаты специфики влияния синего спектра освещения на рассаду. Самыми низкими по высоте стебля, но гармонично развитыми по соотношению показателей «высота стебля – размах листьев» на протяжении всего эксперимента оставались растения, выращенные при досветке красно-синими светодиодами (660, 430 нм) (показатели: средняя высота стебля 11,5 см; размах листьев – 14,0 см). Показано также, что рассада томатов, выращиваемых в условиях белой светодиодной досветки, развивается наиболее быстро (показатели: средняя высота стебля 17,5 см; размах листьев – 19,4 см). Фотографии рассады помидоров, выращенной под разными типами светодиодной досветки, представлены на рис. 1. Далее по интенсивности развития следовала группа томатов, выращенная при люминесцентной лампе, потом – при лампе накаливания [2].

а *б*

Рис. 1. Рассада помидоров, выращенная с помощью досветки:
а – красно-синими светодиодами; *б* – белыми светодиодами

Также нами был исследован процесс прорастания и всхожести семян (на примере растений моркови). По итогам серии экспериментов получены следующие результаты: облучение красным светодиодным элементом с длиной волны 630 нм эффективно в качестве источника освещения при прорастании семян моркови – семена, предварительно облученные красными светодиодными элементами, проросли через трое суток (минимальный срок всхожести), при этом всхожесть семян в данном контейнере составила 100%. Увеличение длительности периода освещения семян малоэффективно – не отражается на сроках всхожести и процентном соотношении взошедших и невзошедших семян.

Результаты наших исследований показали, что светодиодное освещение [4–6] благоприятно воздействует на рост и развитие рассады растений (на примере томатов). Впоследствии рассада была высажена в открытый грунт и в конце вегетационного периода все растения дали хороший урожай томатов. Предпосевное облучение семенного материала красным спектром светодиодных элементов способствует повышению процента всхожести семян и скорости их прорастания. Следовательно, применение светодиодов при выращивании сельскохозяйственных растений положительно влияет на прохождение различных стадий их жизненного цикла.

Литература

1. Козырева И.Н. Формирование фитопотоков светодиодных облучательных установок для выращивания сельскохозяйственных культур в условиях защищенного грунта: автореф. дис. ... канд. тех. наук / Том. политехн. уни-т. Томск, 2014. 19 с.

2. Гэлстон А., Девис П., Сеттер Р. Жизнь зеленого растения: пер. с англ. М.: Мир, 1983. 552 с.

3. Незнамова Е.Г., Александрова С.Н., Кудайбергенова Ж.Д., Рыбакова А.А. Влияние искусственного света на рост томатов // Наука и современность. 2014: сб. матер. 29-й Междунар. науч.-практ. конф. / под общ. ред. С.С. Чернова. Новосибирск: Изд-во ЦРНС, 2014. С. 141–145.

4. Васильев А.В., Толстиков М.Ю., Туев В.И., Шелупанов А.А. Разработка высокоэффективных и надежных полупроводниковых источников света и светотехнических устройств // Оборонный комплекс – научно-техническому прогрессу России. 2012. № 4. С. 62–65.

5. Пат. на полезную модель №108885. Российская Федерация, МПК7: H 01 L 33/00. Источник оптического излучения / Антонишен И.В., Бомбизов А.А.,

Иванов А.В., Мухин Г.Р., Олисовец А.Ю., Туев В.И., Южанин М.В. (RU) – №2011122260/28; заявл. 01.06.2011. Решение о выдаче патента на полезную модель от 20.06.2011. Зарегистрирован 27.09.2011.

6. Пат. на полезную модель №135394. Российская Федерация, МПК7: F 21 V 21/00. Уличное светодиодное устройство для размещения на столбах / Литвинова М.Н., Солдаткин В.С. Олисовец А. Ю., Туев В.И. (RU). №2013133455/12; заявл. 08.07.2013. Решение о выдаче патента на полезную модель от 21.08.2013. Зарегистрирован 10.12.2013.

УДК 621.372.8.

ИССЛЕДОВАНИЕ НАПРАВЛЕННОГО ФИЛЬТРА НА СВЧ-РЕЗОНАТОРЕ С ЭФФЕКТОМ ВОЛН ШЕПЧУЩЕЙ ГАЛЕРЕИ

А.В. Горевой, А.А. Лукина

Резонаторы из лейкосапфира, возбуждаемые модами шепчущей галереи в режиме бегущей волны (РБВ), считаются перспективным устройством для применения в СВЧ-генераторах с низким уровнем фазовых шумов, а также высокочувствительных частотных дискриминаторах систем стабилизации частоты. В работе изложены результаты исследования частотных характеристик такого рода направленного фильтра.

Ключевые слова: резонаторы из лейкосапфира, низким уровнем фазовых шумов, СВЧ-генератор, режим бегущей волны, напрвленный фильтр.

Развитие радиосистем СВЧ, использующих когерентную обработку сигналов, выдвигает всё более жёсткие требования к фазовой стабильности излучаемого колебания и сигнала гетеродина. Типичным примером подобных радиосистем могут служить современные РЛС военного назначения, которые аккумулируют результаты многолетних интенсивных исследований и разработок, что обеспечивает их высокую эффективность в большинстве ситуаций. Добротность СВЧ-резонаторов из лейкосапфира, возбуждаемых модами шепчущей галереи (РМШГ), на частотах ~10 ГГц достигает 10^6–10^7 [1], что позволяет использовать их для стабилизации частоты указанных генераторов.

В распространенных СВЧ-генераторах с РМШГ резонатор возбуждается в режиме стоячей волны [1]. Генераторы с комбинированной стабилизацией частоты также используют РМШГ как часть частотного дискриминатора (ЧД), который вместе с некоторыми дополнительными элементами образует систему подавления фазового шума. Все подобные конфигурации ЧД имеют устройства выделения отраженных от резонатора волн. Входная связь с резонатором при этом должна быть близка к критической [2].

РМШГ также может работать в режиме бегущей волны, возбуждаемой, например, распределенной связью с резонатором. Структура РМШГ в режиме бегущей волны имеет более привлекательные свойства для реализации высокоэффективных направленных фильтров (НФ), избавляясь от циркуляторов, существенно ограничивающих шумовые характеристики генераторов с комбинированной стабилизацией частоты [2].

Главным недостатком РМШГ в режиме бегущей волны является высокая чувствительность к параметрам распределенной связи. Кроме того, было обна-

ружено, что возбуждаемая волна имеет как бегущую волну, так и компонент стоячей волны. Другими словами, режим бегущей волны может быть получен только в течение некоторого уникального сочетания таких параметров, как азимутальный индекс МШГ, постоянная распространения и расстояние между линией и РМШГ.

Исследование направленного фильтра на РМШГ. В данной работе рассматривается дисковый резонатор из лейкосапфира в проводящей камере и возбуждаемый коаксиальным кабелем (рис. 1) [3]. Размеры резонатора R = 18,85 мм h = 7,6 мм, размеры камеры R = 30 мм, h = 23 мм, положение штыря от центра 19,01 мм и длина штырей 4,8 мм.

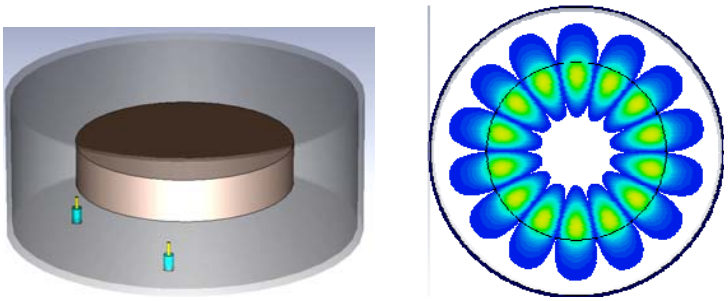


Рис. 1. Резонатор МШГ РМШГ с азимутальным индексом 7

Для возбуждения бегущей волны необходимо подобрать связь с резонатором, близкую к критической. На рис. 2 показаны характеристики коэффициента отражения от резонатора при возбуждении одним штырем в зависимости от расстояния между концом штыря и поверхностью резонатора.

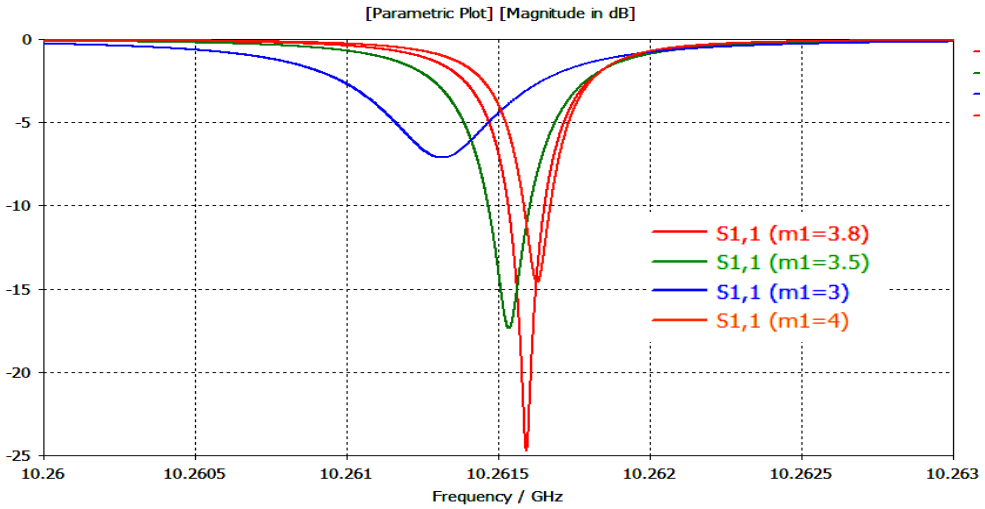


Рис. 2. Коэффициент отражения при различном уровне связи

Для возбуждения режима бегущей волны в РМШГ и реализации НФ нужно два источника квадратурного сигнала равной амплитуды. Такое возбуждение может быть организовано с использованием квадратурного моста. На рис. 3 показана схема НФ.

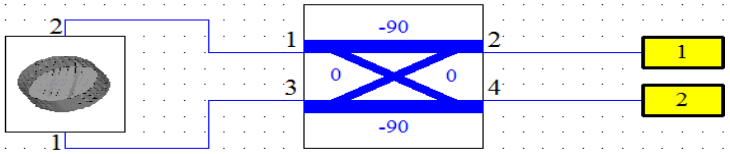


Рис. 3. Схема НФ

Для оценки влияния технологических погрешностей при изготовлении элементов НФ был проведен расчет характеристик коэффициента передачи при отклонении углового расстояния между штырями на 1 град (рис. 4).

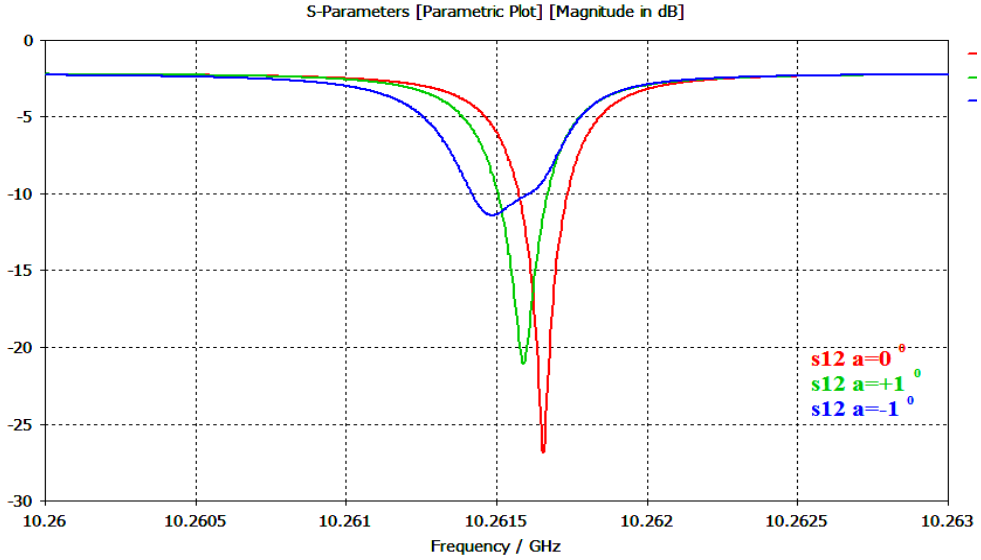


Рис. 4. Коэффициент передачи при отклонении углового расстояния на 1 град

Видно, что отверстия в торцевой стенке камеры под возбуждающие штыри нужно располагать с угловым отклонением не более 1 град.

На рис. 5 показаны характеристики коэффициента передачи при рассогласовании одного из штырей. Видно, что структура достаточно толерантна к рассогласованию штырей.

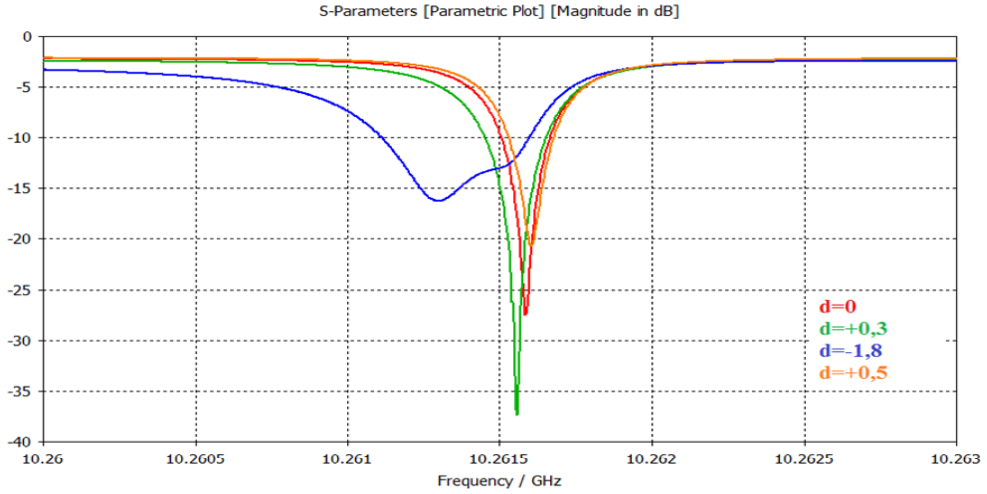


Рис. 5 Характеристики коэффициента передачи НФ при рассогласовании одного штыря

Заключение. В работе была исследована достаточно сложная структура НФ на РМШГ для стабилизации частоты СВЧ-генератора. Было рассмотрено влияние пока двух факторов на качество НФ, связанных с технологией изготовления элементов. Вопросы влияния длин линий передачи между квадратурным мостом и штырями, конечной развязки изолированных портов моста и прямого просачивания энергии между штырями будут рассмотрены в дальнейшей работе. Ожидается получение уникально низкого фазового шума стабилизированного генератора СВЧ на уровне минус 160 дБн/Гц на отстройке 1 кГц от несущей ~10 ГГц.

Литература

1. Царапкин Д.П. Методы генерирования СВЧ-колебаний с минимальным уровнем фазовых шумов: дис. … д-ра техн. наук. М., 2004.

2. Nicolas A. Shtin. Jose Mauricio Lopez Romero, Eugen Prokhorov. Novel Sapphire Directional Filters for Application to Ultra Low Phase Noise Oscillators.

3. McNeilage C., Searls J.H., Ivanov E.N., Stockwell P.R., Green D.M., Mossammaparast M. A review of sapphire whispering gallery-mode oscillators including technical progress and future potential of the technology.

4. Nicolás A. Shtin, José Mauricio López Romero, Eugen Prokhorov. Development of ultra low phase noise microwave oscillators at CENAM.

УДК 004.056.55: 535.14: 621.396.624

ВРЕМЕННОЕ КОДИРОВАНИЕ СОСТОЯНИЙ ФОТОНОВ В СИСТЕМЕ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВРЕМЕННЫХ СДВИГОВ ТВ-КУБИТОВ

А.С. Задорин, Д.А. Махорин

Дана матричная модель описания системы из нескольких разбалансированных интерферометров Маха–Цендера (ИМЦ), предназначенная для формирования и измерения временного или ТВ-кубита (time-bin qubit). Показана возможность реализации протокола квантового распределения ключей BB84 для оптоволоконного канала связи на основе временного кодирования двух- и трехуровенвых однофотонных квантовых состояний.

Ключевые слова: квантовое распределение ключей, многоуровневые однофотонные квантовые состояния, ТВ-кубиты (time-bin qubits), кутриты, интерферометр Маха–Цендера.

Перспективность технологий оптических квантовых вычислений основана, как известно, на возможности приготовления квантового состояния $|\psi_d\rangle$ одиночного фотона в виде суперпозиции из d когерентных состояний [1–2],

$$|\psi_d\rangle = \sum_{i=1}^{d} a_i |\varphi_i\rangle , \qquad (1)$$

где векторы $|\varphi_i\rangle$ и скалярные множители a_i – собственные векторы эрмитового оператора измерения **A** некоторой наблюдаемой и амплитуды вероятности нахождения квантовой частицы в i-м состоянии соответственно. Векторы $|\varphi_i\rangle$ в (1) образуют в гильбертовом пространстве d-мерный ортогональный вычислительный базис квантового объекта $|\psi_d\rangle$, в литературе обозначаемого как кудит (q-dit) [3].

Во многих практических приложениях состояние $|\psi_d\rangle$ приготавливается в двумерном базисе при $d = 2$,

$$|\psi_2\rangle = a_0|\varphi_0\rangle + a_1|\varphi_1\rangle. \quad (2)$$

Объект (2) определяет элементарный квантовой бит – кубит (q-bit) [1–3]. Помимо двухуровневой реализации кудитов, на практике используются также трех- и четырехуровневые состояния $|\psi\rangle$ ($d = 3,4$), в литературе называемые кутритами (q-trits) и куквартами соответственно [4].

В настоящее время примерами успешной реализации алгоритмов квантовых вычислений с использованием объектов типа (1), (2) являются системы квантового распределения ключей (КРК), обеспечивающие формирование удаленными пользователями А и Б (ПА и ПБ), идентичных ключевой последовательности $\mathbf{k}_{АБ}$ [5–8]. Многие системы основаны на классическом протоколе BB84, изначально ориентированном на использовании поляризационных кубитов (ПК) [4]. В то же время большой интерес представляет использование в качестве квантового канала (КК) одномодового оптического волокна (ОВ), способного поддерживать высокие значения скорости формирования $\mathbf{k}_{АБ}$ (битрейт) и низкий уровень коэффициента квантовых ошибок Q-BER. Существенным фактором, препятствующим применению ОВ для этих целей, является поляризационная дисперсия волокна, приводящая к декогеренции ПК в ОВ, т.е. быстрому разрушению когерентных состояний (2) [1, 2, 7].

Указанный недостаток может быть преодолен за счет адаптации протокола BB84 к работе с более устойчивыми к передаче по деполяризующему квантовому каналу временными кубитами (time-bin qubits, T-B-кубитами), [8]. Данные квантовые объекты образуются из двух сдвинутых во времени альтернативных состояний $|\varphi_0\rangle$ и $|\varphi_1\rangle$, из которых и формируется вычислительный базис кубита $|\psi_2\rangle$.

Целью настоящего сообщения является изучение возможности построения системы КРК по ОВ, работающего на указанном принципе.

Рассмотрим вначале аппаратные средства для приготовления и детектирования $|\psi_2\rangle$.

Одним из распространенных однокубитовых квантовых вентилей является разбалансированный интерферометр Маха–Цендера (ИМЦ), в котором на аппаратном уровне объединено несколько логических устройств: однокубитовые квантовые вентили Адамара, представленные волоконными сплиттерами, и сдвигающий и фазовращающий вентили, реализованные в виде волоконно-оптических линий задержки и регулятора фазы α в плечах интерферометра соответственно [8, 9]. Структурная схема данного вентиля приведена на рис. 1.

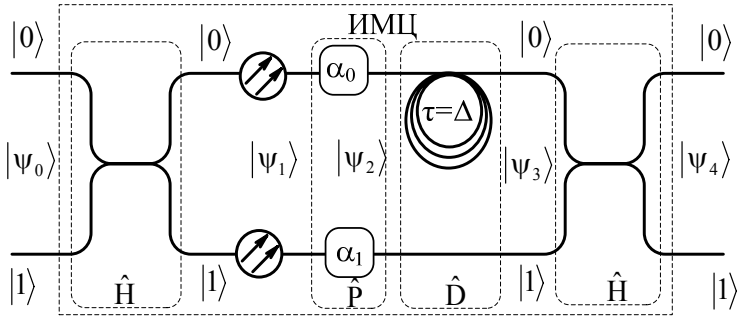


Рис. 1. Структурная схема разбалансированного ИМЦ

Свяжем в кет-векторы состояний одиночной квантовой частицы $|\psi_0\rangle$ на его входе ИМЦ с номерами входных портов $|0\rangle$, $|1\rangle$ как

$$|\psi_0\rangle = \alpha|0\rangle + \beta|1\rangle, \tag{3}$$

где α, β – комплексные амплитуды вероятности нахождения фотона в состояниях $|0\rangle$ и $|1\rangle$ соответственно.

Состояние кубита $|\psi_4\rangle$ на выходных оптических портах ИМЦ, как видно из рисунка, будет определяться последовательным преобразованием (3) в квантовых вентилях Адамара, фазовращающем вентиле, а также вентиле временного сдвига. Обозначим унитарные операторы указанных логических устройств через **H**, **P** и **D** соответственно. Тогда преобразование кубита $|\psi_0\rangle$ в ИМЦ будет определяться уравнениями:

$$\left.\begin{aligned} |\psi_1\rangle &= \mathbf{H}|\psi_0\rangle, \\ |\psi_2\rangle &= \mathbf{P}|\psi_1\rangle, \\ |\psi_3\rangle &= \mathbf{D}|\psi_2\rangle, \\ |\psi_4\rangle &= \mathbf{H}|\psi_3\rangle. \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

Формальное решение системы линейных уравнений (2) дается как [9]

$$|\psi_4\rangle = \mathbf{H}\cdot\mathbf{P}\cdot\mathbf{D}\cdot\mathbf{H}\cdot|\psi_0\rangle. \tag{5}$$

Вводя линейный унитарный оператор сдвига **D** [10] на время Δ, а также оператор **Dm** соответствующего m-кратного сдвига

$$\mathbf{Dm} = \mathbf{D}\cdot\mathbf{D}\ \mathbf{D}\ \ldots\ \mathbf{D} = \mathbf{D}^m, \tag{6}$$

из (3)–(6) следует [9]

$$|\psi_4\rangle = \frac{1}{2}\left[e^{j\alpha_0}D + e^{j\alpha_1}\right]|0\rangle + \frac{1}{2}\left[e^{j\alpha_0}D - e^{j\alpha_1}\right]|1\rangle. \tag{7}$$

Формула (7) показывает, что состояние $|\psi_4\rangle$ одиночного фотона в портах $|0\rangle$ и $|1\rangle$ разбалансированного ИМЦ представляется двумя разделенными промежутком времени Δ его возможными альтернативными состояниями ТВ-кубита $|\psi_4\rangle$.

Измерение Т-В-кубитов осуществляется с помощью ИМЦ-Б, аналогичного ИМЦ-А, по схеме рис. 2. Формальную модель измерений можно получить путем замены в (5) состояния $|\psi_0\rangle = |0\rangle$ на входе ИМЦ на соотношение (7). При этом следует учесть, что матрицы **P** фазовращающих вентилей интерферометров всегда различны. При расчете кет-вектора $|\psi_4\rangle$ системы из двух ИМЦ учтем также фазовую матрицу $\mathbf{P}_{qc}$ квантового канала:

$$\mathbf{P}_{qc} = \begin{bmatrix} \exp\left(j\alpha_{qc0}\right) & 0 \\ 0 & \exp\left(j\alpha_{qc1}\right) \end{bmatrix}. \tag{8}$$

С учетом введенных обозначений, кубит $|\psi_4\rangle$ в портах $|0\rangle$ и $|1\rangle$ ИМЦ-Б определится как

$$|\varphi_4\rangle = \frac{1}{2}\mathbf{P}_{qc}\cdot\mathbf{H}_{\text{Б}}\cdot\mathbf{P}_{\text{Б}}\cdot\mathbf{D}\cdot\mathbf{H}_{\text{Б}}\cdot\begin{bmatrix} e^{j\alpha_{\text{A}0}}D_{\text{A}} + e^{j\alpha_{\text{A}1}} \\ e^{j\alpha_{\text{A}0}}D_{\text{A}} - e^{j\alpha_{\text{A}1}} \end{bmatrix}. \tag{9}$$

Из (9) следует, что в рассматриваемом случае в каждом из портов $|0\rangle$ и $|1\rangle$ ИМЦ-Б состояние $|\psi_4\rangle$ представлено куквартами, кет-векторы которых имеют четыре допустимых динамических состояния. При идентичных конструкциях интерферометров, когда $D_{\text{A}} = D_{\text{Б}}$, размерность вектора состояний одиночного фо-

тона на выходных портах второго ИМЦ снижается до 3, а сам объект $|\psi_4\rangle$ обращается в кутрит.

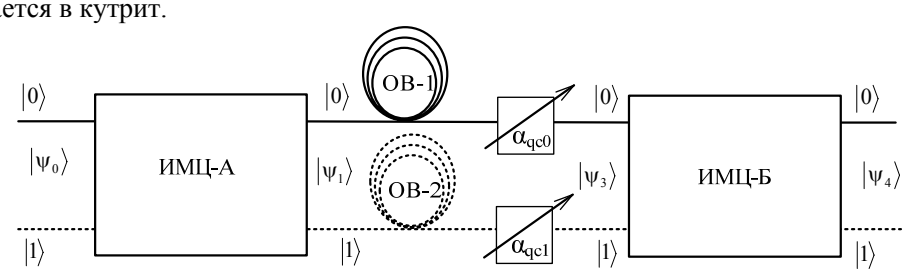


Рис. 2. Система из двух ИМЦ, объединенных квантовым каналом

Рассмотрим возможность временного кодирования объекта $|\psi_0\rangle$ в формат протокола ВВ-84, т.е. преобразование его в объект $|\psi_1\rangle$ в ИМЦ-А, а также детектирование Т-В-кубита вентилем ИМЦ-Б по схеме рис. 2. При этом кодовое состояние (0 или 1) $|\psi_1\rangle$ определим их положением относительно заданных четырех временных промежутков (тайм-слотов) в пределах каждого тактового интервала. С этой целью сформируем два неортогональных базиса, используемых стороной ПА для приготовления Т-В-кубитов в каждом такте последовательности $\mathbf{m}_A$,

базис **I**: $|\psi_{02}\rangle,|\psi_{22}\rangle$; (10а)

базис **II:** $|\psi_{32}\rangle,|\psi_{12}\rangle$. (10б)

Базисные векторы в (10) приготавливаются из основного состояния одиночного фотона $|\psi_0\rangle$ на выходе ИМЦ-А за счет 1-, 2- или 3-кратного сдвига динамической переменной с указанным вектором:

$$|\psi_3\rangle = \mathbf{D}|\psi_2\rangle = \mathbf{D}|\psi_1\rangle = \mathbf{D}|\psi_0\rangle, \quad (11)$$

где **D –** оператор сдвига на время Δ [10].

Соотношение между базисными векторами $|\psi_m\rangle$ (m = 0, 1, 2, 3) поясняется таблицей. Стрелкой здесь помечено соответствие между $|\psi_m\rangle$ и двоичными кодовыми символами 0 и 1.

Соотношение между базисными векторами

Базис **I**	Базис **II**
$\|\psi_{02}\rangle = \alpha\|0\rangle + \beta\|1\rangle,$ $\|\psi_{03}\rangle = \alpha\|0\rangle + \beta\|1\rangle + \gamma\|2\rangle \rightarrow 0$	$\|\psi_{02}\rangle = \alpha\|1\rangle + \beta\|2\rangle,$ $\|\psi_{03}\rangle = \alpha\|1\rangle + \beta\|2\rangle + \gamma\|3\rangle \rightarrow 1$
$\|\psi_{02}\rangle = \alpha\|2\rangle + \beta\|3\rangle,$ $\|\psi_{03}\rangle = \alpha\|2\rangle + \beta\|3\rangle + \gamma\|4\rangle \rightarrow 1$	$\|\psi_{02}\rangle = \alpha\|3\rangle + \beta\|4\rangle,$ $\|\psi_{03}\rangle = \alpha\|3\rangle + \beta\|4\rangle + \gamma\|5\rangle \rightarrow 0$

Тайм-слоты тактового интервала, т.е. временные области в окрестности t = 0, Δ, 2Δ, 3Δ, 4Δ и 5Δ, в пределах которых на стороне ПБ возможна локализация квантовой частицы, в формулах таблицы отмечены кет-векторами $|0\rangle$, $|1\rangle$, $|2\rangle$, $|3\rangle$, $|4\rangle$, и $|5\rangle$. В этих формулах первый индекс (m = 0, 1, 2 ...) в обозначении $|\psi_{mn}\rangle$ указывает на номер базисного кета, а второй – определяет число его состояний (n = 2, 3).

Из таблицы видно, что в рассматриваемой системе однозначная связь $|\psi_{m3}\rangle$ с переносимым им двоичным символом имеет место лишь для второго члена кет-вектора m-го кутрита, локализованного в (m + 1) тайм-слоте тактового интервала. В данной связи при формировании $\mathbf{k}_{АБ}$ остальные состояния кутритов не должны приниматься в расчет.

Важным фактором является проявление в указанном состоянии интерференции амплитуд вероятностей кубитов, определяющей отмеченную ранее зависимость вероятности регистрации одиночных фотонов в плечах ИМЦ-Б от фазового сдвига ϕ фазовращающих вентилей ИМЦ-А,Б. Эта зависимость позволяет сторонам А и Б контролировать целостность кубитов $|\psi_{m2}\rangle$ при их передаче по квантовому каналу [6, 7].

Другая особенность рассматриваемой системы КРК заключается в том, что кубиты $|\psi_{m2}\rangle$ на стороне А всегда приготавливаются в суперпозиции состояний, что означает равную вероятность появления в квантовом канале фотона в состояниях $|0_m\rangle$ и $|1_m\rangle$. Отсюда можно заключить, что в рассматриваемой схеме КРК, как и при классическом поляризационном кодировании, ортогональные базисы **I** и **II** развернуты относительно друг друга на 45 градусов.

Заметим также, что основной объем информации об избыточных ошибках в выборе базиса содержится в обычно не используемых сведениях о состояниях кутритов $|\psi_{m3}\rangle$ в тактах последовательности $\mathbf{m}_{\text{А}}$, где состояния базисов ПА и ПБ не совпадали. Эти сведения обычно отбрасываются при формировании всей ключевой последовательность $\mathbf{k}_{\text{АБ}}$. Особенностью протокола КРК является обязательное включение в обмен сторонами А и Б указанной неконфиденциальной информации.

Проведенные нами исследования различных моделей взаимодействия пользователей А и Б в условиях присутствия АЕ в квантовом канале подтвердили общую функциональность системы. В дальнейшем необходимы решения задач по исследованию границ защищенности данной системы в реальных условиях – помех, диссипации энергии кубитов, возможностей применения квантового помехоустойчивого кодирования и др.

Литература

1. Бауместер Д. Физика квантовой информации / Д. Бауместер, А. Экерт, А. Цайлингер. М.: Постмаркет, 2002. 376 с.
2. Нильсен М. Квантовые вычисления и квантовая информация: пер. с англ. / М. Нильсен, И. Чанг. М.: Мир, 2006. 824 с.
3. Емельянов В.И. Квантовая физика: биты и кубиты: учеб. пособие / В.И. Емельянов, Ю.В. Владимирова. М.: Физический факультет МГУ, 2012. 176 с.
4. Maslennikov G. Practical realization of quantum cryptography protocol exploiting polarization encoding in qutrits / G. Maslennikov, A. Zhukov, M. Chekhova and S. Kulik // Journal of Optics B. 2003. Vol. 5, № 4. P. 530–534.
5. Bennett C.H. Quantum cryptography using any two nonorthogonal states // Phys. Rev. Lett. 1992. Vol. 68. P. 3121.
6. Молотков С.Н. Квантовая криптография и теоремы В.А. Котельникова об одноразовых ключах и об отсчетах // Успехи физических наук. 2006. Т. 176, вып. 7. С. 777–788.
7. Килин С.Я. Квантовая криптография: идеи и практика / С.Я. Килин, Д.Б. Хорошко, А.П. Низовцев. Минск: Белорусская наука, 2008. 392 с.
8. Gisin N. Quantum cryptography / N. Gisin, G. Ribordy, T. Wolfgang // Rev. of Modern Phys. 2002. Vol. 74. P. 145–195.
9. Задорин А.С. Матричное описание трансформации квантовых состояний одиночных фотонов в последовательности разбалансированных интерферометров Маха–Цендера / А.С. Задорин, Д.А. Махорин // Доклады ТУСУРа. 2015. № 3 (37).
10. Дирак П. Принципы квантовой механики. М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1979. 480 с.

УДК 004.056.55: 535.14: 621.396.624

СТАТИСТИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЧИСЛА ФОТОНОВ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СООБЩЕНИЯХ В СИСТЕМЕ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧА С ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ

Д.А. Махорин, А.С. Задорин, С.Ю. Решетников

Показана возможность реализации статистического контроля квантовых состояний (КС) фотонов для модели системы квантового распределения ключа (КРК) с временным кодированием. Приведена зависимость битовой скорости генерации ключа *B* от количества многофотонных КС при статистическом контроле атаки на квантовый канал КРК.

Ключевые слова: квантовое распределение ключа, статистический контроль, пуассоновское распределение.

Развитие технологий квантовых вычислений позволило реализовать безусловно защищенные системы квантового распределения ключа (КРК), позволяющие осуществлять шифрование данных в реальном времени по схеме одноразового блокнота [1].

Многие современные системы КРК основаны на классическом протоколе BB84, изначально ориентированном на использование поляризационного кодирования однофотонных квантовых состояний (КС). Применение данного метода кодирования в системах с оптоволоконным (ОВ) квантовым каналом связи, однако, затрудняется поляризационной дисперсией волокна, приводящей к декогеренции поляризационных кубитов [2]. В связи с этим перспективным в системах КРК с ОВ является временное кодирование (ВК) [3–5], которое, однако, обладает своими недостатками. Так предложенные в [3–5] варианты временного кодирования реализуют проекционные измерения, которые исключают неоднозначные оценки временного положения одиночного фотона в квантовом канале. Поскольку неоднозначность измерений обеспечивает основную защищенность классической системы КРК, то отказ от нее предполагает применение дополнительных мер защиты.

В данном сообщении на примере протокола BB84 с ВК С.Н. Молоткова [3] рассматривается возможность реализации некоторых подобных мер, а именно создание подсистемы статистического контроля КС [8].

Прежде всего, заметим, что приготовление КС в квантовом канале часто осуществляется за счет простых ослабленных лазерных импульсов. При этом вероятность обнаружения в тактовом интервале n фотонов $p(n)$, при их среднем числе m, описывается пуассоновской статистикой [9]:

$$p(n) = \frac{m^n e^{-m}}{n!}.$$

Передающая сторона, которая обычно называется пользователем А, согласно стандартной практике для системы КРК использует среднее число фотонов m в импульсе, равное 0,1. Таким образом, т.е. только 10% переданных А сообщений содержат хотя бы один фотон, а 90% будут пустыми. В случае, если в канале связи присутствует злоумышленник (агент Е), пытаясь замаскировать перехват данных, он пересылает приемной стороне (пользователь Б) свою последовательность, стараясь повторить полученную им от А. Так как генерация фотонов в определенном временном интервале носит вероятностный характер, Е вносит изме-

нения в распределение вероятностей появления пустых, одно-, двух- и более фотонных посылок, что регистрируется Б.

Перехватывая данные, Е может действовать двояко. С одной стороны, она может пытаться отправлять информационные посылки пользователю Б в каждом перехваченном от пользователя А сообщении, т.е. сохранять значение в 10% посылок, которые содержат хотя бы одну квантовую частицу. В этом случае Е необходимо будет существенно увеличить среднее значение относительно стандартного для того, чтобы исключить передачу Б пустых посылок относительно перехваченных ею и не допустить снижение битовой скорости генерации секретного ключа *B* вследствие этого. Рассмотрим это более подробно.

При работе системы без присутствия Е среднее число фотонов составляет 0,1 соотношение согласно пуассоновскому распределению $p(1) \sim 0{,}09$, а вероятность двух- и более фотонных посылок будет составлять ~ 0,006, т.е. первых будет значительно больше, чем вторых. Однако в случае увеличения среднего значения, например до 3, когда вероятность появления пустых сообщений будет незначительной, $p(0) \sim 0{,}05$, $p(1) \sim 0{,}15$, а все остальные, которых будет большинство ~ 0,8, будут содержать два и больше фотона. Таким образом, без вмешательства Е в квантовый канал связи доля однофотонных посылок будет выше, чем двух- и более фотонных. В случае же перехвата и использования злоумышленником достаточно большого значения среднего числа частиц в сообщении, ситуация будет обратная – однофотонных посылок будет меньше, чем двух- и более фотонных. Таким образом, с помощью отслеживания количества фотонов в принятом Б сообщении можно сделать вывод о наличии перехвата данных в канале связи.

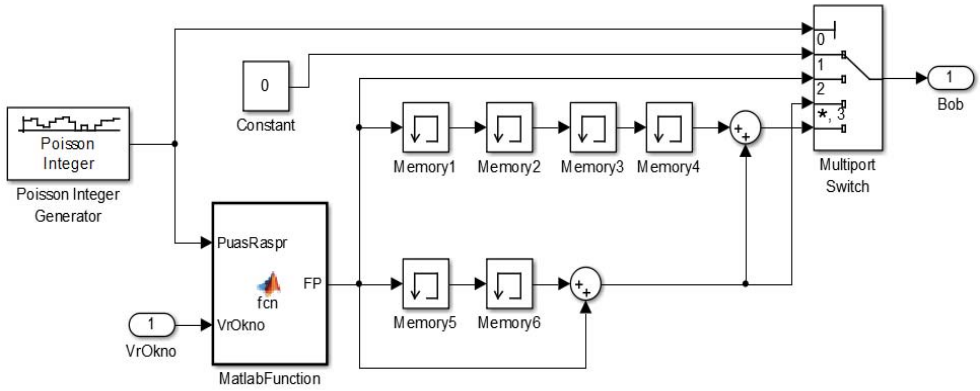


Рис. 1. Реализация пуассоновского распределения импульсов на стороне Алисы

В другом случае, агент Е может пытаться соблюдать среднее число фотонов в 0,1 при передаче своих информационных посылок, однако тогда существенно возрастет количество пустых сообщений относительно принятых от А и значительно упадет скорость *B,* что также будет детектировано.

В разработанной нами программе присутствует возможность моделировать подобную атаку Е, а также соответствующее изменение распределения вероятности $p(n)$. Модель подсистемы, включающая в себя устройство для приготовления КС с пуассоновской статистикой, представлена на рис. 1. Здесь в блоке Poisson integer generator, в котором устанавливается необходимое среднее значение, подается управляющий сигнал на Multiport Switch, на выходе которого формируется соответствующее количество импульсов – ноль, один, два или три. Данные

импульсы в заданном временном окне, которое определяется случайно выбранным базисом, передаются на сторону Б.

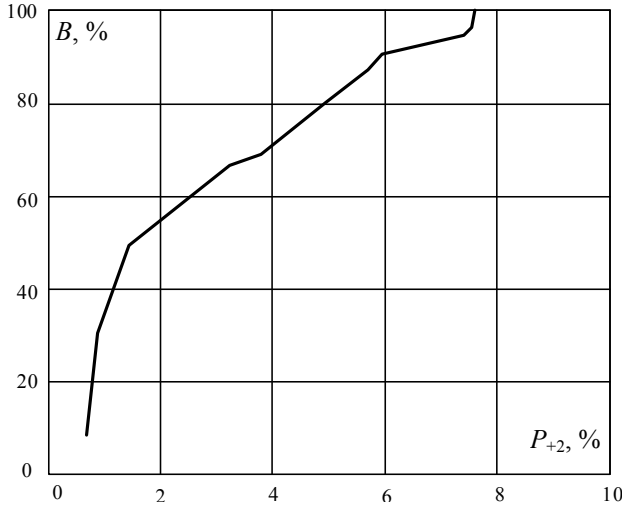


Рис. 2. Зависимость изменения битовой скорости *B* от доли двух- и более фотонных посылок при врезке злоумышленника

Аналогичным устройством, предназначенным для имитации заданного среднего числа фотонов в квантовом канале в ходе атаки, снабжена и сторона Е. Подсчет статистики $p(n)$ происходит с помощью подпрограммы статистического контроля на стороне Б.

Результаты исследования программной модели в присутствии Е представлены на рис. 2. Здесь приведен расчетный график зависимости битовой скорости генерации ключа, нормированной относительно значения при работе системы без присутствия агента Е от доли многофотонных КС в сообщениях, принятых Б при 10%, содержащих хотя бы одну квантовую частицу.

Из приведенного графика видно, что попытка агента Е перехвата данных в квантовой связи может маскироваться за счет вариации среднего числа ОКС m в тактовых интервалах ключевой последовательности. Однако малое значение m приводит к значительному снижению битовой скорости B генерации ключа. Попытки E поддержать B на стандартном уровне приводят к увеличению доли многофотонных КС в тактовых интервалах B.

Таким образом, моделирование активности Е в квантовом канале системы КРК, выполненное в разработанной нами программной модели, совпало с ожидаемым результатом. Отсюда следует, что контроль средней битовой скорости B, а также относительного числа многофотонных квантовых состояний в принятых сообщениях позволяет выявить наличие атаки Е на квантовый канал системы вне зависимости от среднего числа m.

Литература

1. Wootters W.K. A single quantum cannot be cloned / W.K. Wootters, W.H. Zurek // Nature. 1982. Vol. 299. P. 802–803.

2. Quantum cryptography / N. Gisin, G. Ribordy, T. Wolfgang and H. Zbinden // Rev. of Modern Phys. 2002. Vol. 74. P. 145–195.

3. Молотков С.Н. Об интегрировании квантовых систем засекреченной связи (квантовой криптографии) в оптоволоконные телекоммуникационные системы // Письма в ЖЭТФ. 2004. Т. 79. С. 691–704.

4. Debuisschert T. Time coding protocols for quantum key distribution / T. Debuisschert, W. Boucher // Phys. Rev. A. 2004. Vol. 70, iss. 4. P. 042306.

5. Хорошко Д.Б. Квантовое распределение ключа на временных сдвигах с использованием состояний-ловушек / Д.Б. Хорошко, Д.И. Пустоход, С.Я. Килин // Оптика и спектроскопия. 2010. Т. 108, вып. 3. С. 372–379.

6. Bennett C.H. Quantum cryptography using any two nonorthogonal states // Phys. Rev. Lett. 1992. Vol. 68. P. 3121.

7. Задорин А.С. Модель системы квантового распределения ключей по оптическому волокну с временным кодированием / А.С. Задорин, Д.А. Махорин // Доклады ТУСУРа. 2014. № 3 (33). С. 85–89.

8. Усиление защищенности системы квантового распределения ключа с временным кодированием по оптическому волокну / Д.А. Махорин, А.С. Задорин, Р.С. Альбрехт, А.Н. Исатаев // Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо 2015)»: матер. 25-й Междунар. конф. 2015. Т. 1. С. 1019–1021.

9. Куликов Е.И. Прикладной статистический анализ. М.: Горячая линия-Телеком, 2008. 464 с.

УДК 621:382

ТЕПЛОВОЙ РЕЖИМ ПРИБОРНЫХ СВЕТОДИОДНЫХ ЛАМП ЛПМ 26

В.С. Лукаш, М.А. Романова, С.В. Смирнов

Приведены результаты исследований теплового режима светодиодных ламп ЛПМ26 в диапазоне температур от 20 до 120 °С. Показано, что температура светодиодов в лампе на 25–30 °С выше, чем температура корпуса.

Ключевые слова: светодиодная лампа, температура, спектр излучения, ширина спектра излучения.

Светодиодные лампы ЛПМ26 производства ОАО НИИПП (г. Томск), предназначены для использования в транспортных средствах взамен ламп накаливания МН 26-0,12. Основные параметры лампы: напряжение питания 26 В, потребляемый ток 20 мА, световой поток 12 лм, температура эксплуатации от –40 до +60 °С. При практически одинаковых светотехнических параметрах светодиодная лампа имеет малую потребляемую электрическую мощность и большой прогнозируемый срок службы – до 50000 ч. Конструкция светодиодной лампы по дизайну, габаритным и присоединительным размерам идентична МН 26-0,12. (рис. 1).

Рис. 1. Внешний вид приборных светодиодных ламп ЛПМ 26

Светорассеивающее тело изготовлено из кремнийорганического компаунда с добавлением кварцевого порошка. Внутреннее устройство лампы представляет собой многокристальный светодиодный модуль, на основе светодиодов типа NESL 157F-H3 фирмы Nichia на плакированной алюминиевой плате, стабилизатор напряжения в интегральном исполнении типа LM-317Lz, балластный резистор и диодный мост (рис. 2). На этом же рисунке представлена и злектрическая схема лампы.

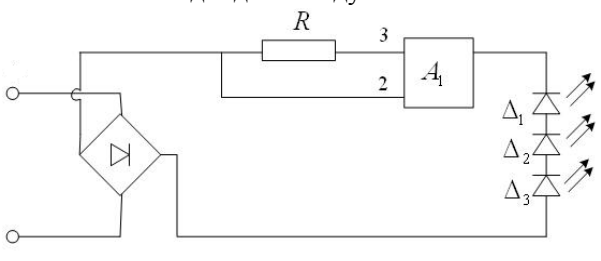
Так как величина подаваемой электрической мощности достаточно велика и составляет 0,52 Вт, то одной из главных проблем при эксплуатации светодиодных ламп является обеспечение оптимального теплового режима [1, 2]. Это связано с сильной зависимостью всех параметров лампы, а в особенности величины светового потока и срока их безотказной работы от температуры. Нагрев лампы

обусловлен выделением тепла в светодиодном модуле, а также в стабилизаторе и балластном сопротивлении. Исходя из паспортных данных и величины рабочего тока распределение выделяющейся тепловой мощности следующее:

– 40 мВт на стабилизаторе напряжения LM317Lz;

– 100 мВт на балластном резисторе;

– 250 мВт на светодиодном модуле.



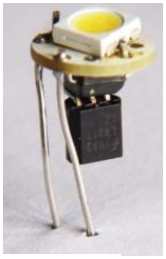


Рис. 2. Электрическая схема лампы и её внутреннее устройство

Итого суммарная тепловая мощность составляет 390 мВт, остальная электрическая мощность (130 мВт), все выделяющееся тепло отводятся в окружающую среду через цоколь и байонет патрона, а также поверхностью корпуса лампы.

Исходные данные для теплового расчета следующие:

– тепловое сопротивление стабилизатора LM317Lz в корпусе TO-92 составляет 180 ^{o}C/Вт;

– тепловое сопротивление балластного резистора на плакированной алюминиевой плате имеет величину 50 ^{o}C/Вт;

– тепловое сопротивление светодиодного модуля на основе светодиодов NESL 157F-H3 60 ^{o}C/Вт.

Тепловой расчет проведен по стандартной методике с использованием метода электротепловой аналогии. Общее тепловое сопротивление лампы, размещенной в стандартном патроне типа B10d, активная область кристалла центрального светодиода – корпус патрона при комнатной температуре составляет 75 ^{o}C/Вт.

Исследования теплового режима лампы проводили в диапазоне температур от комнатной до +125 ^{o}C. Измерения температуры кристаллов проводили бесконтактным методом путем регистрации уширения спектра излучения светодиодов на уровне 0,5 от максимального значения при постоянном рабочем токе и последующего сравнения с уширением спектра при том же значении тока, но в импульсном режиме при длительности импульсов 1 мкс и частоте следования 1000 Гц [4, 5]. Результаты измерений представлены на рис. 3.

Измерения температуры корпуса стабилизатора проводили контактным способом с помощью микротермопары. Из результатов этих измерений была установлена зависимость температуры кристалла от температуры корпуса, из которой следует, что перепад температур *p–n*-переход – окружающая среда увеличивается с ростом температуры окружающей среды, от 20 ^{o}C – при комнатной температуре, до 35 ^{o}C – при +60 ^{o}C. Из зависимостей следует, что температура кристалла в светодиодной лампе «теплого света» выше, чем в лампе «теплого света», что связано с дополнительным выделением тепла в люминофорном покрытии. Температура корпуса стабилизатора напряжения также увеличивается с ростом температуры окружающей среды от 40 ^{o}C при комнатной температуре до 85 ^{o}C при +60 ^{o}C. Увеличение температуры кристалла приводит к снижению светового потока лампы. Это обусловлено несколькими причинами, основной из которых яв-

ляется увеличение температуры нагрева *p–n*-перехода, связанное с уменьшением в процессе испытаний внутренней и внешней квантовой эффективности и увеличением за счет этого выделяющегося в кристалле тепла. Повышение температуры корпуса оказывает влияние на изменение величины не только внешнего квантового выхода, но и на цветовую температуру лампы в сторону её увеличения.

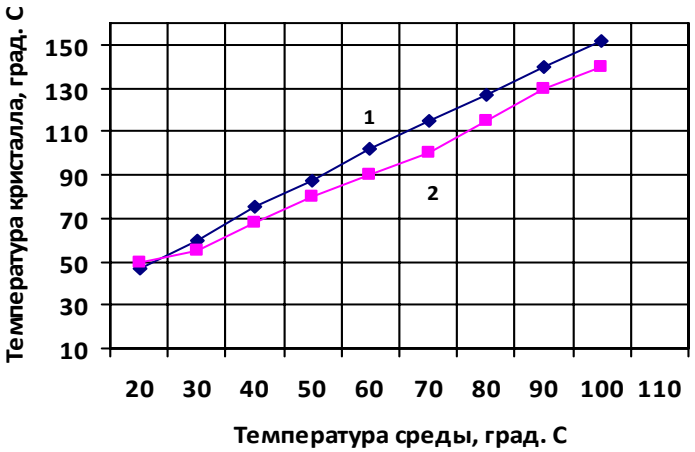


Рис. 3. Зависимость температуры кристалла от температуры окружающей среды (корпуса): *1* – лампа «теплого света»; *2* – лампа «холодного света»

Таким образом, установлено, что при температуре корпуса приборной светодиодной лампы +85 °С температура кристаллов не превышает предельно допустимого значения +125 °С, что позволяет прогнозировать их бесперебойную работу в течение 50000 ч.

Литература

1. Мотойа А. Управление тепловым режимом светодиодных ламп / А. Мотойа, М. Каи, И. Манабе, С. Шида // Полупроводниковая светотехника. 2011. № 4. С. 43–45.

2. Дохтуров В.В. Контроль теплового режима кристаллов в светодиодных лампах / В.В. Дохтуров, С.В. Смирнов // Полупроводниковая светотехника. 2012. Т. 5, № 19. С. 94–95.

3. Пат. 2538070 РФ, МПК G01 R31/265 G01 K 7/00. Способ бесконтактного определения неравномерности температурного поля в полупроводниковых источниках света / С.В. Смирнов (РФ), Е.В. Саврук (РФ), Ю.С. Гончарова (РФ). № 2013133512/28; заявл. 18.07.2013; опубл. 10.01.2015. Бюл. № 1.

4. Пат. № 116693 РФ, МПК H 01 L 33/00. Устройство для измерения температуры полупроводниковых источников света в осветительных устройствах / С.В. Смирнов (РФ), Е.В. Саврук (РФ), Ю.С. Гончарова (РФ). №2011151030/28; заявл. 14.12.2011; опубл. 27.05.2012. Бюл. № 15.

5. Гончарова Ю.С. Спектральный метод бесконтактного измерения температуры кристаллов полупроводниковых источников света / Ю.С. Гончарова, М.А. Романова, С.В. Смирнов // Доклады ТУСУРа. 2015. № 2(36), ч. 2. С. 38–40.

СОДЕРЖАНИЕ

Секция 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА

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

В.В. Артюшенко
ЗАДАНИЕ ОТРАЖАЮЩИХ СВОЙСТВ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ ЧЕРЕЗ ПАРАМЕТРЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ШУМОВ КООРДИНАТ 9

В.В. Артюшенко
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ШУМОВ КООРДИНАТ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ОБЪЕКТА 13

Н.Ю. Верещагин
СИСТЕМА РАСПОЗНАНИЯ ОБЪЕКТОВ ПО СИГНАЛАМ КАМЕР ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ 17

А.С. Водянов
СПОСОБ МНОГОКРАТНОГО ПОВЫШЕНИЯ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛА 22

Ю.С. Никулина
РАСЧЕТ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ И ФАЗОВОГО ФРОНТА В РАСКРЫВЕ ЛИНЗОВОГО КОЛЛИМАТОРА ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ОТКЛОНЕНИЯХ ОБЛУЧАТЕЛЯ 28

П.А. Уланов
ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МОРСКОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ФОНЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ 32

В.А. Сувак, О.А. Токмакова, В.А. Громов
РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ МОНОСТАТИЧЕСКОЙ ЭПР ПРОСТЫХ ТЕЛ 36

А.В. Убайчин, А.А. Беспалько, Г.Г. Жук, Е.В. Алексеев, Е.К. Помишин
О ЗАДАЧЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРИРОДНЫХ СРЕД РАДИОМЕТРИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ С ВЫСОКИМ РАЗРЕШЕНИЕМ ПО ВРЕМЕНИ 40

И.А. Черкасов, П.Я. Ширяев
ДЕМОНСТРАЦИОННЫЕ МОДУЛИ «ФОРМИРОВАТЕЛЬ OFDM», «СПЕКТРАЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ» 44

М.В. Заякин, М.В. Зинченко, А.В. Максимов, В.А. Тихонов
ЗАВИСИМОСТЬ ИНТЕНСИВНОСТИ ИНТЕРФЕРОГРАММЫ ОТ РАЗМЕРОВ ИСТОЧНИКОВ ОСВЕЩЕНИЯ 48

А.А. Залевский
РАЗРАБОТКА МОДЕЛЕЙ РЕАКТИВНЫХ ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ ...51

А.В. Кулешов
УПРАВЛЕНИЕ КОМПЬЮТЕРОМ ПРИ ПОМОЩИ ПУЛЬТА ДУ 56

Д.О. Королев, А.А. Мещеряков
АНАЛИЗ БАЛЛИСТИЧЕСКОГО ПОСТРОЕНИЯ ГРУППИРОВКИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ДЛЯ ПАССИВНОГО МОНИТОРИНГА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ НА ВЫСОКОЭЛЛИПТИЧНОЙ ОРБИТЕ 57

Секция 3

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

*Председатель – **Бабак Л.И.**, профессор каф. КСУП, д.т.н.;
зам. председателя – **Черкашин М.В.**, доцент каф. КСУП, к.т.н.*

Р *Д.С. Косов*
АЗРАБОТКА САПР ICCaD ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ 62

М.А. Назаров, Э.В. Семенов
АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ КОРОТКОИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ
МИНИМАЛЬНО ФАЗОВЫМИ И ФАЗОЛИНЕЙНЫМИ ФИЛЬТРАМИ 65

А.А. Коколов, А.С. Сальников, Ф.И. Шеерман
ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СМЕСИТЕЛЬ СО ВСТРОЕННЫМИ
СИММЕТРИРУЮЩИМИ ТРАНСФОРМАТОРАМИ
НА ОСНОВЕ SiGe BiCMOS-ТЕХНОЛОГИИ 69

Н.А. Сысоев, В.Ю. Куприц, Ю.А. Светличный,
И.В. Скоторенко, П.А. Дегтярев, Е.В. Григорьев
ПРИМЕНЕНИЕ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ С ЦЕЛЬЮ ПОВЫШЕНИЯ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА ДОПЛЕРОВСКОЙ
МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ СТАНЦИИ 74

Д.А. Жабин, А.А. Калентьев, И.М. Добуш, Д.В. Гарайс
ПРОГРАММА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНТЕЗА СВЧ-МАЛОШУМЯЩИХ
УСИЛИТЕЛЕЙ С УЧЕТОМ ТОПОЛОГИИ ЭЛЕМЕНТОВ 77

А.Ф. Купрейчик, О.Н. Минин, В.А. Новиков, Н.А. Торхов, Л.И. Бабак
КОМПЬЮТЕРНОЕ 2D-МОДЕЛИРОВАНИЕ AlGaAs/InGaAs PHEMT 82

Секция 4

НАНОТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

*Председатель – **Троян П.Е.** зав. каф. ФЭ, д.т.н., профессор*

Д.В. Билевич, И.В. Кулинич
ПОСТРОЕНИЕ ГЕОМЕТРИИ ОБЛАСТИ ДЕЛЕНИЯ ВОЛНЫ
В ИНТЕРФЕРОМЕТРЕ МАХА–ЦЕНДЕРА 86

А.А. Чистоедова
ИССЛЕДОВАНИЕ НАНОРАЗМЕРНОГО НАРУШЕННОГО СЛОЯ
НА ПОВЕРХНОСТИ ФОТОШАБЛОННЫХ СТЕКОЛ 88

В.В. Каранский, А.С. Климов, Е.В. Саврук, А.А. Зенин
ОСОБЕННОСТИ ВЛИЯНИЯ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОГО
СПЕКАНИЯ НА ПЛОТНОСТЬ СПЕЧЕННОЙ КЕРАМИКИ НА ОСНОВЕ
КАРБИДА КРЕМНИЯ .....

К.В. Короткова
ТРАНСФОРМАЦИЯ СПЕКТРОВ ИЗЛУЧЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО
ИСТОЧНИКА СВЕТА НА GaN В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ПРЯМОГО ТОКА 94

Е.А. Малаева, А.Е. Целовальникова
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕТОДИОДОВ
НА ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ ПРИ ДЛИТЕЛЬНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ ТОКА
И ТЕМПЕРАТУРЫ 97

С.Г. Нагайчук, Д.П. Аргунов, П.А. Змановский, И.В. Пилипец
ЭЛЕМЕНТ ПАМЯТИ МЕМРИСТОРНОГО ТИПА
НА ОСНОВЕ ПЛЕНОК TiO_2-TiO_x НАНОМЕТРОВОЙ ТОЛЩИНЫ 99

В.В. Охотников, С.А. Линник, А.В. Гайдайчук,
Д.В. Шашев, Г.Ю. Назарова, В.И. Юрченко
СЕЛЕКТИВНОЕ ОСАЖДЕНИЕ ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЁНОК
АЛМАЗА 103

А.И. Отто, М.П. Сухоруков
ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МОНОЛИТНЫХ
ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ КОСМИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ 108

И.В. Пилипец
КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ
УВЕЛИЧЕНИЯ ПРОБИВНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДИОДОВ 112

Ю.В. Ряполова, К.Н. Афонин, В.С. Солдаткин, В.И. Туев
ВЛИЯНИЕ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ МИКРОСВАРКИ НА ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ
ХАРАКТЕРИСТИКИ НИТРИДНОГО КРИСТАЛЛА 116

Т.В. Сигута, И.В. Кулинич
РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА И ИЗГОТОВЛЕНИЕ
МЕХАНИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ МЭМС-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ 119

Е.И. Зайцева, Е.О. Ипатова
ИССЛЕДОВАНИЕ ТОНКИХ ПЛЕНОК Ta_2O_5 МЕТОДОМ
СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭЛЛИПСОМЕТРИИ 124

А.А. Павлова, В.С. Доценко
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СВОЙСТВ
МАГНИТНЫХ ЖИДКОСТЕЙ 125

Секция 5

АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

*Председатель – **Гошин Г.Г.**, профессор каф. СВЧиКР, д.ф.-м.н.;*
*зам. председателя – **Сычев А.Н.**, профессор каф. КСУП, д.т.н.*

М.В. Чуманов, И.А. Паргачёв, И.В. Мокрушин,
Л.Я. Серебренников, В.А. Краковский
АКУСТОЭЛЕКТРОННЫЕ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ НА ОСНОВЕ
КРИСТАЛЛА RKTP 130

С.А. Ходенков, В.В. Иванин
МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ
С ШИРОКОЙ ПОЛОСОЙ ЗАГРАЖДЕНИЯ 134

А.В. Каменев, Р.Н. Сатаров, В.П. Якубов
ФОКУСИРОВКА ФРЕНЕЛЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ 136

П.Д. Куроптев, А.В. Фатеев
ШИРОКОПОЛОСНАЯ РУПОРНАЯ АНТЕННА ДИАПАЗОНА 0,8–30 ГГц 141

А.В. Мухин
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН В ПО GRASP 146

С.А. Подлиннов, А.Ю. Попков, А.В. Фатеев
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВОЗДУШНОГО ЗАПОЛНЕНИЯ
ВДОЛЬ СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ НА ЧАСТОТНЫЕ
ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ 150

А.Ю. Попков, Г.Г. Гошин
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ НА ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ 153

С.М. Стручков, А.Н. Сычев
МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ПОГОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИММЕТРИЧНЫХ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ 159

Р.Р. Вишняков
АНАЛИЗ ТРЕБОВАНИЙ К БОРТОВЫМ АНТЕННАМ КОМАНДНО-ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ РАДИОЛИНИИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ 163

Секция 6

НЕЛИНЕЙНАЯ ОПТИКА

*Председатель – **Шандаров С.М.**, зав. каф. ЭП, д.ф.-м.н., профессор*

А.С. Котин
ЛУЧЕВАЯ ПРОЧНОСТЬ И СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОСВЕТЛЯЮЩИХ ПОКРЫТИЙ НА КРИСТАЛЛАХ RKTP 168

А.О. Семкин, С.Н. Шарангович
КОМПЕНСАЦИЯ АСИММЕТРИИ ДИФРАКЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧИРПИРОВАННЫХ ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ФОТОННЫХ КПЖК СТРУКТУР ПУТЕМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО НЕОДНОРОДНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ 171

О.Т. Важинский, К.С. Важинская, И.А. Паргачёв,
Л.Я. Серебренников, В.А. Краковский
ТЕМПЕРАТУРНАЯ ЗАВИСИМОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА КОНТРАСТНОСТИ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИХ ЗАТВОРОВ, ОСНОВАННЫХ НА КРИСТАЛЛЕ RKTP, ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ МАТЕРИАЛОВ КОРПУСА И ТЕХНОЛОГИЙ СБОРКИ 177

Секция 7

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

*Председатель – **Шиняков Ю.А.**, директор НИИ КТ, д.т.н.;*
*зам. председателя – **Семенов В.Д.**, профессор, зам. зав. каф. ПрЭ по НР, к.т.н.*

С.А. Альба
ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВА ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА ДЛЯ ЦЕЛЕЙ ПЛАВЛЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ ... 182

В.И. Апасов, С.Г. Михальченко
ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ КОМБИНИРОВАННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ 188

В.И. Бортников, В.В. Шин, Р.Г. Калинин,
В.Д. Семенов, В.А. Федотов, Н.П. Винтоняк
МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОГО ТРАНСФОРМАТОРА В СРЕДЕ LTSPISE 193

Р.Р. Касимов, В.Д. Семенов
ОРГАНИЗАЦИЯ ПЕРВОНАЧАЛЬНОЙ ЗАГРУЗКИ УПРАВЛЯЮЩЕЙ ПРОГРАММЫ СЕТЕВОГО КОНТРОЛЛЕРА ДЛЯ ПРИВОДА ШАГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ 198

Л.А. Корчуганов, Р.Г. Калинин, В.Д. Семенов, В.А. Федотов
УСТРОЙСТВО 3D-ПЕЧАТИ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ КОНСТРУКЦИЙ 201
Д.С. Муликов, Г.Я. Михальченко
ОСОБЕННОСТИ ПУСКА ТРЁХФАЗНОГО КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ 204
С.В. Сидоров, Д.О. Пахмурин
ОРГАНИЗАЦИЯ СВЯЗИ МЕЖДУ КОМПЬЮТЕРОМ И КОНТРОЛЛЕРОМ АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДА ЛОКАЛЬНОЙ ГИПЕРТЕРМИИ 209
А.А. Столярова, С.Г. Михальченко
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ LC- И LLC-РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ 212
Н.П. Винтоняк, В.А. Федотов, В.Д. Семенов
ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЯЧЕЙКИ ИСПЫТАТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ПРОГРУЗКИ АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННЫМ ТОКОМ 217
Д.Р. Фаррахов, И.И. Ямалов, В.Е. Вавилов
СТАБИЛИЗАЦИИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ СИСТЕМЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТЫ НА БАЗЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА 221
К.В. Аржанов
ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ НАВЕДЕНИЯ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ НА СОЛНЦЕ 225

Секция 8

ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – ***Окс Ефим Михайлович****, зав. каф. физики, д-р техн. наук, профессор*

В.П. Фролова
ГЕНЕРАЦИЯ ВЫСОКОЗАРЯДНЫХ ИОНОВ ВИСМУТА В ВАКУУМНО-ИСКРОВОМ ИОННОМ ИСТОЧНИКЕ 230
А.С. Климов, А.П. Андрейчик, А.А. Зенин, Ю.Г. Юшков
ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ДИАМЕТРА ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА ОТ ПАРАМЕТРОВ ФОРВАКУУМНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ИСТОЧНИКА 233
А.А. Ватюк
ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛАЗМЕННОЙ ОБРАБОТКИ МЕТАЛЛОКЕРАМИЧЕСКИХ КОРПУСОВ ИМС 236

Секция 9

БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – ***Мещеряков Р.В.****, проректор по научной работе и инновациям, д-р техн. наук, профессор*

А.В. Анищенко, Е.А. Сидоров, Н.М. Федотов
ИНДУКЦИОННОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ СЕЛЕКТИВНОЙ ГИПЕРТЕРМИИ ПРИ ЛЕЧЕНИИ ОНКОЛОГИЧЕСКИХ ЗАБОЛЕВАНИЙ 240
Н.М. Ахраров, Ю.А. Баранова, М.В. Васильева, М.Н. Романовский
О ВЛИЯНИИ РИТМИЧЕСКОЙ СТИМУЛЯЦИИ ГОЛОВНОГО МОЗГА НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА 244

М.Б. Бардамова, В.С. Ковалёв, И.В. Горбунов
ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОГО КЛАССИФИКАТОРА
ДЛЯ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ РИСКА ВОЗНИКНОВЕНИЯ
И РАЗВИТИЯ СЕРДЕЧНО-СОСУДИСТЫХ ЗАБОЛЕВАНИЙ 248

И.С. Алексеева, Е.В. Бугров, К.С. Бразовский, М.Н. Романовский
К ВЛИЯНИЮ ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ НА АЛЬФА-АКТИВНОСТЬ
ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАММЫ 252

В.С. Кунегин, О.-Ш.Р. Дабаев, М.Н. Романовский
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЕРХЪЯРКИХ СВЕТОДИОДОВ
ДЛЯ ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ ГОЛОВНОГО МОЗГА 255

Секция 10

ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА

*Председатель – **Задорин А.С.**, зав. каф. РЗИ, д-р физ.-мат. наук, профессор*

А.Ю. Хомяков, В.И. Туев, Т.Т. Гасанова, Е.Г. Незнамова
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕЩЕНИЯ
НА РОСТ И РАЗВИТИЕ РАСТЕНИЙ 259

А.В. Горевой, А.А. Лукина
ИССЛЕДОВАНИЕ НАПРАВЛЕННОГО ФИЛЬТРА
НА СВЧ-РЕЗОНАТОРЕ С ЭФФЕКТОМ ВОЛН ШЕПЧУЩЕЙ ГАЛЕРЕИ 262

А.С. Задорин, Д.А. Махорин
ВРЕМЕННОЕ КОДИРОВАНИЕ СОСТОЯНИЙ ФОТОНОВ В СИСТЕМЕ
КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕ
ВРЕМЕННЫХ СДВИГОВ ТВ-КУБИТОВ 265

Д.А. Махорин, А.С. Задорин, С.Ю. Решетников
СТАТИСТИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЧИСЛА ФОТОНОВ
В ИНФОРМАЦИОННЫХ СООБЩЕНИЯХ В СИСТЕМЕ КВАНТОВОГО
РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧА С ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ 270

В.С. Лукаш, М.А. Романова, С.В. Смирнов
ТЕПЛОВОЙ РЕЖИМ ПРИБОРНЫХ СВЕТОДИОДНЫХ ЛАМП ЛПМ 26 273

Научное издание

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

XI Международная научно-практическая конференция

25–27 ноября 2015 г.

Материалы докладов

В двух частях
Часть 1

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

Издательство «В-Спектр»
Подписано к печати 20.11.2015.
Формат $60\times84^{1}/_{16}$. Печать трафаретная.
Печ. л. 17,6. Усл. печ. л. 16,4.
Тираж 250 экз. Заказ 35.

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