МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

# СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Научный редактор Г. Я. Шайдуров

Красноярск СФУ 2011

# УДК 621.37/.39 С 56

 С56 Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / науч. ред.
 Г. Я. Шайдуров ; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2011. – 563 с. ISBN 978-5-7638-2231-1

Представлены научные труды участников ежегодной Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 116-й годовщине Дня радио, состоявшейся в г. Красноярске 5–6 мая 2011 г.

Отражены последние разработки в областях радиотехники и радиоэлектроники по направлениям: радиотехнические системы; радионавигация; СВЧ-технологии; антенны и устройства; микросистемотехника; проектирование и технология электронных средств; приборостроение; автоматизация проектирования; применение технологий National Instruments в инновационной деятельности; телекоммуникации; системы непрерывной подготовки кадров в области радиоэлектроники.

Предназначен для научных работников, аспирантов и студентов радиотехнического профиля.

#### Редакционная коллегия:

Б. А. Беляев – д-р техн. наук, проф.; В. Н. Бондаренко – д-р техн. наук; А. И. Громыко – д-р техн. наук, проф.; Ю. В. Коловский – канд. техн. наук, проф.; А. А. Левицкий – канд. физ.-мат. наук, доц.; Д. Ю. Пономарев – канд. техн. наук, доц.; С. И. Трегубов – доц.; Г. Я. Шайдуров – д-р техн. наук, проф.

УДК 621.37/.39

ISBN 978-5-7638-2231-1

© Сибирский федеральный университет, 2011

# О РАБОТАХ ФГУП «НПП «РАДИОСВЯЗЬ» В ОБЛАСТИ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ И НАВИГАЦИИ

Р. Г. Галеев, В. В. Югай, В. Г. Коннов

ФГУП «НПП «Радиосвязь», г. Красноярск

# История развития предприятия

История ФГУП «НПП «Радиосвязь» отсчитывает свое начало с образования в начале Великой Отечественной войны приказом наркома СССР от 21 июля 1941 года на базе эвакуированного в г. Красноярск завода № 327 и Ленинградского НИИ № 9.

Основной продукцией, выпускаемой в годы войны, были: самолетные переговорные устройства, пакетные гониометрические маяки, профессиональные приемные устройства длинных, средних и коротких волн, приемо-передающие радиостанции, аппаратура для приема на слух азбуки Морзе.

С 1948 года началось освоение производства новой техники: стационарных средневолновых радиомаяков «Ива» и «Акация», с 1950 года – радиостанций «ПАР-7» и «ПАР-8».

В декабре 1949 года на заводе было организовано особое конструкторское бюро (ОКБ), основной задачей которого была разработка новых образцов радионавигационной техники, а 22 декабря 1959 года Советом Министров СССР было принято решение о передаче заводу для быстрейшего освоения бортового и наземного комплекса радиоуправления стратегическими ракетами наземного и морского базирования. За освоение и выпуск изделий завод в 1975 году был награжден орденом Трудового Красного Знамени, 154 работника удостоены правительственных наград.

В 1959 году на заводе создается специальное конструкторское бюро (СКБ). В 1960– 1965 годах СКБ становится крупной научно-исследовательской организацией. В СКБ предприятия впервые в стране были проведены разработки станций тропосферной связи типа Р133 и Р412 для сантиметрового диапазона длин волн. Серийный выпуск станций был начат в 1964–1965 годах.

В 1966 году на базе существующего СКБ создается КБ, на которое возлагается решение новой важной задачи – создание средств спутниковой связи.

Освоение спутниковой связи началось с разработки изделий типа: Б40, Б41, Б51 стационарного и мобильного вариантов, предназначавшихся для оборудования узлов связи РВ СН и пункта управления правительственной связи.

В 1972 году, согласно постановлению Совета Министров СССР, КБ предприятия приступило к разработке семейства станций спутниковой связи типа Р440, предназначенных для работы в Единой системе спутниковой связи первого этапа (ЕССС-1).

В 1974 году КБ приступило к созданию семейства мобильных станций спутниковой связи Р440-О, Р440-БД, Р440-БТ.

В 1986 году началась разработка семейства многоканальных станций спутниковой связи типа: Р441-У, Р441-УС, Р441-ОС, Р441-ОС, Р441-ОК, Р439, Р439-БК, Р439-К, Р793.

За этот период правительственными наградами всех уровней было награждено 1758 сотрудников завода. Двум работникам предприятия присвоено звание Героя Социалистического труда.

В 1998 году разрабатывающие подразделения предприятия приступили к разработке двухдиапазонных станций спутниковой связи нового поколения типа P-441-Л и комплекса станций «Легенда-МД», предназначенных для работы в ЕССС-2 второго этапа.

В 2000 году предприятие приступило к созданию семейства станций тропосферной связи P-423-AMK нового поколения.

С 1999 года на предприятии освоен серийный выпуск малогабаритной переносимой станции спутниковой связи двойного применения Р-439-П. Эти станции хорошо зарекомендовали себя в боевой обстановке. Всего было выпущено более 200 станций Р-439-П.

В 1998 году предприятие совместно со специалистами Красноярского государственного технического университета приступили к разработке семейства малогабаритных навигационных комплексов типа МРК систем ГЛОНАСС/GPS. В настоящее время предприятие является единственным поставщиком угломерных приемоиндикаторов ГЛОНАСС/GPS, которые широко используются в различных комплексах вооружения. Всего выпущено более 1000 комплектов.

В период с 1998 по 2009 год предприятием выполнен целый ряд НИОКР, завершившихся серийным освоением разработанных изделий.

Была завершена разработка и начато серийное изготовление:

• корабельных станций спутниковой связи «Прицеп-М» и «Прицеп-МА»;

• комплекса станций спутниковой связи «Легенда-МД» оперативно-тактического звена управления;

• узловых мобильных и стационарных станций спутниковой связи комплекса «Ливень-ВМ»;

• самолетных станций спутниковой связи «4РТ-ЛГ», «Кулон-В-М-ППК», «Форейтор»;

• вертолетной станции Р-439-МДВ;

• железнодорожных станций спутниковой связи «Легенда-МДЖ», «Кулон-ВМ-ОЖ» для ЖД ПУ;

• станции спутниковой связи 83т0326;

• станций спутниковой связи в интересах ФСО «Зеркало-ЦС», «Зеркало-МС».

Созданные радиостанции по основным характеристикам не уступают, а по ряду параметров превосходят зарубежные аналоги и выполнены с широким использованием технологий микроэлектроники и процессорной техники.

В настоящее время на предприятии осуществляются работы по созданию нового поколения станций спутниковой связи различного назначения, входящих в ЕССС.

В 2009–2010 годах предприятие проводило ОКР по созданию следующих изделий:

• комплекса абонентских станций спутниковой связи для ПКП РК15П155М с АСБУ «Сигнал-А1» на основе унифицированных станций ЕССС-2 типа «Легенда-МД» в интересах РВ СН «Пустырь-П» и «Пустырь-С» ОКР «Пустырь»;

• комплекса базовых станций спутниковой связи для тактического звена управления ОКР «Ладья»;

• малогабаритной станции спутниковой связи, работающей в движении в диапазоне частот 7/8 ГГц ОКР «Белозер-7Д»;

• самолетной станции спутниковой связи 4РТ-ЛГ-М для обеспечения работы в составе БКСС А-100 ОКР «4РТ-ЛГ-М»;

• перевозимой малогабаритной станции тропосферной связи «Сосник-4ПМ».

Текущая деятельность ФГУП «НПП «Радиосвязь» по своей сущности представляет процесс производства инновационной продукции. Причем инновационную составляющую в первую очередь формирует собственное разрабатывающее подразделение.

Разрабатывающее подразделение предприятия сформировано на базе Красноярского НИИ радиосвязи, накопившего большой опыт создания средств спутниковой и тропосферной связи начиная с 1960 года.

Сегодня это подразделение имеет широкие связи с вузами и сибирским отделением Академии наук РФ. Благодаря этим связям, например, предприятием разработана угломерная аппаратура ГЛОНАСС/GPS, не имеющая аналогов в России. Именно столь мощному инновационному сегменту фирма обязана своими успехами и этот фактор должен остаться центральным элементом в определении стратегии дальнейшего развития ФГУП «НПП «Радиосвязь».

С другой стороны деятельность предприятия в области создания военной продукции, характеризуется следующими факторами:

- широкий диапазон научно-технических и производственных интересов;
- функционально законченное «перекрытие» диапазона интересов;

Особенностью работ, проводимых предприятием, при создании техники связи и навигационной аппаратуры является тот факт, что его деятельность охватывает все компоненты систем – от антенн до оконечных (терминальных) устройств.

Наряду с этим часть ресурсов направляется на разработку и производство аппаратуры в смежных областях – РЭП и аппаратуры радиоуправления. Однако работы в данных направлениях носят фрагментарный характер создания и производства отдельных компонентов – входных устройств, приемо-передающих устройств, устройств позиционирования крупногабаритных антенн.

Примечательным фактором в деятельности предприятия является разработка и изготовление собственной, специализированной электронной компонентной базы, таких как фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ), СВЧ-узлы. Благодаря этому в приемной и передающей аппаратуре достигается уровень технических характеристик, соответствующий образцам зарубежных производителей техники связи.

Структурная схема предприятия приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема ФГУП «НПП «Радиосвязь»

Интеграция в рамках одной фирмы разрабатывающих подразделений и производства позволило существенно сократить сроки перехода от разработки к серийному производству.

Основными направлениями деятельности предприятия в настоящее время являются:

• проведение ОКР, НИР в области создания наземных помехозащищенных станций спутниковой, тропосферной связи для силовых ведомств РФ;

• освоение и серийный выпуск наземных помехозащищенных станций спутниковой, тропосферной связи, ранее разработанных на предприятии;

• разработка систем и аппаратуры фазовой навигации для ВМФ РФ;

• гарантийное обслуживание, проведение авторского надзора, всех выпускаемых изделий на предприятии;

• проведение послегарантийного обслуживания поставленной аппаратуры;

• разработка и серийный выпуск, навигационных комплексов и систем ГЛОНАСС/GPS, совместно со специалистами Сибирского федерального университета, в том числе угломерных. В настоящее время ФГУП «НПП «Радиосвязь» является единственным в России поставщиком угломерных навигационных комплексов;

• создание на существующей базе научно-технического задела, продукции двойного применения, используемой гражданскими потребителями.

По всем вышеперечисленным направлениям предприятие работает уже несколько десятилетий. За это время создан научно-технический задел, сформирован коллектив разработчиков и накоплен опыт создания сложных комплексов.

По основным направлениям деятельности предприятие ФГУП «НПП «Радиосвязь» является на настоящий момент фактически монополистом.

В сфере спутниковой связи этому способствует высокая сложность программноаппаратных средств, реализующих режимы работ Единой системы спутниковой связи второго этапа (ECCC-2) и наличие у предприятия научно-технического задела, сформированного в 1990-х годах при создании системы ECCC-2.

В сфере тропосферной связи в советское время тропосферной связью занимались два предприятия: ОАО «МНИРТИ» и ФГУП «НПП «Радиосвязь». В настоящее время серийное производство тропосферных станций осуществляет только ФГУП «НПП «Радиосвязь».

В области фазовой навигации сведения о проведении, каких либо работ другими предприятиями отсутствуют.

Основным конкурентным направлением деятельности ФГУП «НПП «Радиосвязь» в области спутниковой навигации является создание навигационной аппаратуры, обеспечивающей, наряду с решением «стандартных» навигационных задач, расширение возможностей навигационной аппаратуры. Последнее включает определение не только координат, но и пространственной ориентации объектов, воспроизведение сигналов точного времени и опорной частоты, комплексирование с автономными (инерциальными) навигационными системами, повышение помехоустойчивости аппаратуры. Выпускаемая предприятием аппаратура обеспечивает высочайшую точность измерения параметров сигналов навигационных спутников, что позволило использовать ее в составе наземного комплекса контроля и управления ГЛОНАСС.

В области спутниковой и тропосферной связи конкурентными преимуществами ФГУП «НПП «Радиосвязь» являются:

• значительный опыт, накопленный за более чем 40-летний период работы в этой области;

• большой объем НИОКР, выполненных предприятием по договорам с заказчиком за последние 10 лет;

 обладание ключевыми технологиями разработки станций, соответствующих стандартам ECCC-2;

 интеграция в одном предприятии разработчиков и современного производства, позволяющего значительно сократить сроки проведения работ от разработки до серийного внедрения изделий;

• разработка изделий от антенны до оконечной аппаратуры собственными силами.

#### Развитие производства и технологий

ФГУП «НПП «Радиосвязь» производит продукцию собственной разработки без привлечения сторонних предприятий, для чего в производственном секторе созданы все необходимые технологии.

В настоящее время в производстве используются следующие ключевые технологии:

• производство многослойных печатных плат (МПП) 4 класса точности с элементами 5 класса, при сквозной металлизации отверстий. Переходные металлизированные отверстия диаметром 0,2 мм с соотношением диаметра отверстия к толщине платы – 0,8 : 1. Гарантийный поясок у отверстия 0,15 мм. Минимальная ширина проводник/зазор – 0,1 мм. Количество слоев 8–12. Покрытие проводников – иммерсионное золото и ОС-61 с оплавлением. Диэлектрик – FR4 и RO4003; • производство СВЧ плат на диэлектриках RO4003, RO4350 с шириной линий до 0,075 мм;

• производство СВЧ плат и фильтров на керамике (поликор, ТБНС и др.), плавленом кварце по тонкопленочной технологии с отношением шириной линий (зазоров) 30±3 мкм;

• производство фильтров на ПАВ;

• автоматизированный монтаж поверхностно-монтируемых компонентов методом оплавления паяльной пасты в корпусах от 0402 до 55×55×15 мм, с минимальным шагом между выводами 0,4 мм, в том числе со скрытыми выводами в корпусах типа BGA, LGA, QFN и др.;

 влагозащита аппаратуры с низкопрофильными электронными компонентами полипараксилиленом;

• производство волноводных трактов, в том числе СВЧ устройств, с использованием в качестве поглотителя высоко- и низкочастотной энергии нагрузок их кремнийкерамита и композиций на основе карбонильного железа.

Анализируя динамику развития элементной базы, которая идет в направлении повышения степени интеграции, уменьшения габаритных размеров корпусов и появления новых типов корпусов, предприятие разработало следующие мероприятия по техническому перевооружению до 2015–2020 гг. с учетом дальнейшего развитию ключевых производств.

• Подготовка производства МПП 5-6 класса точности, изготавливаемых методом сквозной металлизации отверстий, с «глухими» и переходными металлизированными отверстиями диаметром 0,15 мм, минимальной шириной проводников (зазоров) 0,075 мм, гарантийным пояском у отверстий 0,1-0,075 мм, покрытием схемы иммерсионным золотом, на диэлектриках FR4 и RO4003, с жидкой фотопроявляемой паяльной маской, что позволит производить монтаж компонентов с шагом 0,3 мм.

• Внедрение технологии заращивания «глухих» отверстий на МПП медью с использованием импульсных источников тока, что позволит производить монтаж интегральных микросхем в корпусах типа BGA с шагом выводов 0,5 мм и менее.

• Внедрение автоматизированного монтажа поверхностно-монтируемых компонентов методом оплавления паяльной пасты в корпусах от 0201 (возможно 01005) до 55×55×15 мм, с минимальным шагом между выводами 0,3 мм, в том числе компонентов со скрытыми выводами.

• Монтаж бескорпусных электронных компонентов (полупроводниковых кристаллов).

• Изготовление деталей СВЧ устройств с использованием высокоточных 5-ти координатных станков с ЧПУ и высокоточных эрозионно-прошивных станков.

#### Стратегические цели предприятия

• Сохранить лидерство в области спутниковой, тропосферной связи и в области навигационной аппаратуры, на основе комплексного подхода и системного решения научнотехнических проблем.

• Обеспечить расширение тематики работ и круга заказчиков за счет превосходства над конкурентами по научно-техническому уровню и показателю «цена/качество».

• Создание аппаратуры радиосвязи и навигации на основе цифровых программноконфигурируемых технических средств и типовых решений по построению комплексов радиосвязи, базирующихся на широком использовании информационных технологий (новых методов модуляции и кодирования).

• Перейти от удовлетворения насущных потребительских качеств продукции к формированию новой потребности и превращению ее в актуальную, упреждая ожидания заказчиков.

• Освоение новых диапазонов частот и новых видов связи, на основе разработки и внедрения перспективных технологий и технологических процессов.

• Участие в Федеральных и региональных целевых программах с целью освоения новых видов деятельности, разработки и внедрения новых технологий, диверсификации производства и освоения рынка гражданской продукции.

• Опережающее создание научно-технического задела, как основного элемента в конкурентной борьбе.

• Увеличить долю в общем объеме выпускаемой предприятием продукции изделий двойного и гражданского назначения.

• Создание эффективной системы управления научно-производственной деятельностью, материальными и нематериальными активами предприятия на основе введения стратегического планирования и управления по целям.

Углубление конкурентных преимуществ и расширение работ по замещению техники зарубежного производства целиком и полностью связано с целенаправленным развитием производств, в первую очередь с широким освоением:

• высокочастотных технологий аналогово-цифровой обработки сигналов на частотах до 3–10 ГГц;

• технологий цифровой обработки информационных потоков на скоростях до 0,01-20 М бит/с;

• технологий программно-реконфигурируемых средств и программных архитектур.

Освоение данных технологий открывает дополнительные возможности в дальнейшем развитии техники связи, развитии компонент специальных систем с высокоскоростным обменом по спутниковым и тропосферным цифровым каналам связи.

Подобный стратегический шаг выводит предприятие на иной, принципиально новый уровень разработки телекоммуникационных систем – создание интегрированных, программно-реконфигурируемых средств и систем.

Большое значение в этой связи приобретает техническое перевооружение предприятия с переходом на новый, более высокий технологический уровень создания и производства радиоэлектронной аппаратуры. Основы нового технологического уровня уже закладываются в настоящее время.

Не менее значимыми являются проводимые работы по освоению перспективной высокочастотной технологии монтажа радиоэлектронных элементов на многослойных интегрированных печатных платах с СВЧ-диэлектриками, а также широкомасштабное освоение технологий автоматизированного проектирования радиоаппаратуры.

Таким образом, научно-технический потенциал предприятия обеспечивает поступательное развитие в совершенствовании техники специальных систем связи Министерства обороны и силовых структур РФ с созданием аппаратуры связи и навигации качественно нового поколения.

В области основной деятельности важнейшими инновационными проектами в настоящее время являются следующие.

1. Разработка комплекса станций «Ладья».

2. Создание комплекса станций «Лава».

3. Разработка комплекса станций «Лавина».

4. Проведение работ по комплексу ОКР «Триумфатор».

5. Малогабаритная угломерная навигационная система МРК-101.

6. Малогабаритная тропосферная станция «Сосник-4ПМ».

7. Малогабаритная станция спутниковой связи с расширенной пропускной способностью «Легенда-2М».

Большой вклад в становление и развитие предприятия внесли такие выдающиеся инженеры и ученые, как Лауреат Ленинской и Государственной премии д-р техн. наук, профессор Игнатьев Г. Ф., д-р физ.-мат наук, профессор Лундин А. Г., Лауреат Ленинской премии, канд. техн. наук, профессор Тараненко В. Г., бывший главный инженер завода Ширман Д. М., д-р техн. наук, профессор Чмых М. К., канд. техн. наук, профессор Кокорин В. И. и др. Сегодня кадровый потенциал ФГУП «НПП «Радиосвязь» составляют высококвалифицированные выпускники кафедр радиотехники, радиотехнических систем, конструирования и производства радиоаппаратуры Сибирского федерального университета (до 2007 г. – Красноярского государственного технического университета), а также ряда томских и новосибирских вузов.

В разработках ФГУП «НПП «Радиосвязь» активно участвуют преподаватели и студенты Радиотехнического отделения Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета. Значительную роль в решении ключевых для предприятия научно-технических проблем в области радиосвязи и навигации сыграли разработки следующих сотрудников СФУ: заслуженного деятеля науки и техники РФ, д-ра техн. наук Шайдурова Г.Я., д-ра техн. наук Алешечкина А.М., д-ра техн. наук Бондаренко В.Н., д-ра техн. наук Фатеева Ю.Л., канд. техн. наук Гребенникова А.В., канд. техн. наук Саломатова Ю.П. Привлечение ведущих специалистов СФУ и молодежи к решению задач предприятия является залогом развития и реализации перечисленных выше крупных научно-технических программ.

ФГУП «НПП «Радиосвязь» в настоящее время работает стабильно, выполняя Государственный заказ в части разработки и поставки различных образцов техники связи.

# НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ЦЕНТРА РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ «МЕЗОН»

#### Г. Я. Шайдуров

#### Сибирский федеральный университет, г. Красноярск

Научно-технический центр радиоэлектроники (НТЦР) «Мезон» был создан в 1990 г. в виде малого хозрасчетного предприятия Красноярского государственного технического университета (КГТУ) в связи с конверсией оборонной промышленности и необходимостью обеспечить профессиональный коллектив специалистов кафедры Радиотехнических систем новыми финансируемыми заказами, представляющими интерес для народного хозяйства России.

В первоначальный период подобной «нишей» гражданского назначения являлась сотовая радиосвязь, как наиболее динамично развивающееся направление в области мировых телекоммуникаций.

В то время нами была сформирована концепция создания стационарных цифровых сотовых сетей связи в миллиметровом диапазоне частот (проект «Сигнал»). По сравнению с уже сложившейся в других странах технологией мобильной радиосвязи проект «Сигнал» решал задачу последней мили в незанятом диапазоне радиочастот на скоростях порядка 5 Гбит/с, что в принципе недоступно и сегодня для сотовых сетей, разрешенных Госрадионадзором диапазона частот. Проект был поддержан департаментом информатизации Европейской организации сотрудничества (г. Париж), однако, к сожалению, в Красноярском крае не нашлось требуемых для организации опытной зоны 300 тысяч долларов в качестве софинансирования к выделяемым средствам Евросоюза, и эта плодотворная идея реализовалась лишь в виде дипломных проектов студентов Радиотехнического факультета КГТУ.

Следующий этап включал работы в области новых технологий связи для передачи телемеханической информации по высоковольтным линиям электропередач по заказу «Красноярскэнерго», по управлению автомобильным транспортом и других ведомств. И только в 1997 г. коллектив наших разработчиков начал осваивать «нишу» автоматизированных комплексов мониторинга крупных гидротехнических сооружений введением в строй в 1999 г. на Красноярской ГЭС первой в России централизованной системы контроля напряжено-деформированного состояния бетона плотины (проект «Струна»).

Сегодня это направление по целому ряду проектов вывело НТЦР «Мезон» на уровень признанной профессиональной организации России, работающей практически на всех гидроэлектростанциях Сибири и Дальнего Востока.

В связи с появлением крупных финансируемых грантов в «Мезоне» начались работы фундаментального и прикладного характера в области так называемых «Параметрических радиотехнических систем», основанных на дистанционной передаче и извлечении информации путем взаимодействия электромагнитных и акустических волн в проводящих средах (вода, земля).

В рамках работ, проводимых по гранту Министерства образования и науки (тема РНП-3) теоретически и экспериментально доказано существование эффекта управления электропроводностью морской воды с помощью ультразвука, что позволяет по-новому решать задачи дальней морской радиосвязи для подводных аппаратов и геофизической разведки минеральных ресурсов.

Патентами РФ защищены новые способы морской связи, дистанционные системы поиска минных полей, радиолокационный способ дефектоскопии железнодорожных путей в движении. Ведутся исследования в области параметрического дистанционного управления живыми объектами.

В 2010 г. НТЦР «Мезон» совместно с ОАО «Енисейгеофизика» (ОАО «ЕГ») был выигран крупный конкурсный проект объемом 250 млн. руб. по Постановлению Правительства РФ № 218 в области создания новой эффективной технологии поиска нефти и газа в сложных геолого-геофизических условиях Сибири и Дальнего Востока на основе использования импульсных невзрывных источников сейсмических волн «Енисей». Совместно со специалистами ОАО «ЕГ» нами были запатентованы новые способы управления этими источниками, их принцип действия, что немаловажно в связи с начавшимся экспортом этих машин в США, Иран и другие страны.

Эти работы, по существу, создают новое направление в области многоволновой сейсмической импульсной локации глубинных горизонтов земли (порядка 5 км), содержат оригинальные принципы обработки сейсмических сигналов в стохастически сложных средах распространения акустических волн, создается материальная основа проведения широкомасштабных опытных полевых исследований на основе вновь создаваемых испытательных полигонов в г. Минусинске и пос. Богучаны.

При этом параметрическое направление исследований в области взаимодействия электромагнитных и сейсмической волн в горных породах обещает чрезвычайно интересные прикладные результаты для создания сейсмоэлектрических методов разведки цветных металлов, нефти и газа, алмазов и других минеральных ресурсов.

Перспективным также является создание новых методов сейсморазведки углеводородов на шельфах Арктического бассейна на базе конверсионных атомных подводных лодок.

Для закрепления и развития разработок в области автоматизированного мониторинга гидросооружений в настоящее время совместно с ВНИИГ им. Веденеева (г. Санкт-Петербург) формируется новый конкурсный проект объемом в 300 млн. руб. субсидий Правительства РФ. Ведутся также работы по созданию электро- и магнито-импульсных технологий, в частности для очистки электрофильтров на Красноярском заводе цветных металлов, сепарации мелкодисперсного золота из отвалов горно-обогатительных фабрик, использования в строительстве, начаты переговоры с компаниями в Китайской народной республике по разработке систем передачи информации из глубоких забоев аварийных шахт.

Сегодня НТЦР «Мезон» объединяет несколько малых и наукоемких предприятий – ООО НПФ «Фаза», ООО НТП «Перун», ЗАО «Автоматика», ЗАО «Ресурс» и другие, что в совокупности позволяет реализовывать крупные наукоемкие проекты, материально и финансово поддерживать фундаментальные исследования, шире использовать эти фирмы как базы практик для студентов, постановки экспериментальных работ аспирантов и докторантов СФУ.

# Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

### УМЕНЬШЕНИЕ ДЛИНЫ АНТИПОДА ЗА СЧЕТ ИЗМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПЛОСКОГО ТРЕХПРОВОДНОГО КАБЕЛЯ

И. Г. Бевзенко

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) 634050, Томск, ул. Вершинена 47, каб. 207 E-mail: ivan-bevzenko@yandex.ru

Рассмотрено явление разложения и восстановления импульса (РПВИ) в кабеле марки ВВГп-3×1,5. Выполнено моделирование нескольких вариантов структур. Выполнено исследование уменьшения длины антипода за счет изменения различных параметров. Показано, что для реализации явления РПВИ достаточно иметь антипод длиной *l* = 0,13 м.

Необходимость обеспечения электромагнитной совместимости радиотехнических систем (PC) обусловлена, в частности, её восприимчивостью к электромагнитным помехам. Часто помехи передаются по проводникам, что приводит к нарушению нормального функционирования PC. Особенно опасны сверхкороткие импульсы, способные вывести из строя БА. Эти обстоятельства вынуждают создавать специальные устройства для защиты БА, основанные на новых технических принципах [1].

В работе [2] показано, как проблема защиты от сверхкоротких импульсов может усугубиться из-за явления разложения и последующего восстановления импульса (РПВИ), для реализации РПВИ необходимо, чтобы один отрезок линии передачи был антиподом относительно другого отрезка. Необходимо выяснить, можно ли явление РПВИ получить с помощью малогабаритного устройства. Прежде всего, оно должно обладать малой длиной.

Цель этой работы – исследование уменьшения длины антипода за счет изменения различных параметров.

В системе компьютерного моделирования электромагнитной совместимости TALGAT построено поперечное сечение кабеля марки ВВГп–3×1,5 с воздушным зазором между слоями изоляции (рис. 1, *a*, где  $\varepsilon_{r1} = 1$ ,  $\varepsilon_{r2} = 3$ ,  $\varepsilon_{r3} = 3$ ,  $\varepsilon_{r4} = 1$ , A – активный проводник, к которому подключен генератор импульса; О – опорный проводник; П – пассивный проводник, *H* – общая толщина структуры, *m* – общая внутренняя толщина, *Z* – внешняя изоляция, *K* – внутренняя изоляция кабеля). На рис. 1, *б* показан увеличенный фрагмент воздушного зазора, толщиной *h* = 0,02 мм. Моделирование выполнялось при следующих параметрах импульса воздействия: форма – трапеция; время нарастания  $t_r = 100$  пс; время спада  $t_f = 100$  пс; время плоской вершины  $t_d = 200$  пс.



Рис. 1. Поперечное сечение кабеля ВВГп-3×1,5 (a), увеличенный фрагмент зазора (б)

В табл. 1 представлены параметры исследуемых структур, где  $l_1$  – длина отрезка 1,  $l_2$  – отрезка 2;  $Z_1$  – внешняя изоляция отрезка 1,  $Z_2$  – отрезка 2;  $m_1$  и  $m_2$  – общая внутрен-

няя толщина;  $H_1$  и  $H_2$  – общая толщина отрезков 1 и 2. Моделирование выполнялось с целью получить наименьшую длину антипода в диапазонах рассматриваемых параметров:  $l_1 = 0,05-2$  м,  $\varepsilon_r = 3-100000$ ,  $m_1 = 2,4-3,6$  мм. На рис. 2 показаны структуры антиподов: a (антипод в виде изолирующей ленты),  $\delta$  (антипод, полученный за счет среды), e (скрытый антипод), где диэлектрик, изменение которого создает антипод из отрезка 1, условно обозначен буквой A, а под каждой структурой (рис. 2, c-e) показаны соответствующие формы сигналов V1, V5, V3 на ближнем, дальнем концах кабеля и на стыке между отрезками 1 и 2, для параметров, дающих наименьшую длину антипода. В табл. 2 сведены амплитуды импульсов из рис. 2.

Таблица 1

| Рис. 2 | <i>l</i> <sub>1</sub> , м | <i>l</i> <sub>2</sub> , м | $Z_1$                    | $Z_2$                  | <i>т</i> <sub>1</sub> , мм | <i>т</i> <sub>2</sub> , мм | <i>H</i> <sub>1</sub> , мм | <i>H</i> <sub>2</sub> , мм |
|--------|---------------------------|---------------------------|--------------------------|------------------------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|
| а      | 0,15                      | 2                         | $\varepsilon_{r2} = 800$ | $\varepsilon_{r2} = 3$ | 2,4                        | 2,4                        | 6                          | 6                          |
| б      | 0,50                      | 2                         | $\varepsilon_{r1} = 80$  | $\varepsilon_{r1} = 1$ | 2,4                        | 2,4                        | 6                          | 6                          |
| в      | 0,13                      | 2                         | $\varepsilon_{r4} = 800$ | $\varepsilon_{r4} = 1$ | 2,8                        | 2,4                        | 6                          | 6                          |

Значения параметров исследуемых структур, дающие наименьшую длину антипода



Рис. 2. Расположение антипода  $(a, \delta, e)$  и полученные формы сигналов  $(c, \partial, e)$ 



Таблица 2

Значение амплитуд импульсов из рис. 2

| Рис. 2 | <i>V</i> 1, B | <i>V</i> 3 <sub>1</sub> , B | <i>V</i> 3 <sub>2</sub> , B | <i>V</i> 5, B |
|--------|---------------|-----------------------------|-----------------------------|---------------|
| г      | 0,91          | 0,63                        | 0,46                        | 0,92          |
| 9      | 0,94          | 0,58                        | 0,45                        | 0,96          |
| е      | 0,91          | 0,68                        | 0,48                        | 0,88          |

Из табл. 1 видно, что для реализации явления РПВИ достаточно иметь антипод длиной l = 0,13 м. Из табл. 2 видно, что амплитуды разложенных импульсов имеют различные значения. Это объяснимо различием волновых сопротивлений мод отрезков. В следующих работах планируется рассмотреть возможность восстановления более чем двух импульсов в один при наименьшей длине.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в соответствии с договором 2148 от 05.07.2010 г. в порядке реализации постановления 218 Правительства РФ.

#### Список литературы

1. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов // Технологии ЭМС. – 2006. – № 4. – С. 40–44.

2. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Разложение и восстановление импульса в линиях передачи // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2006. – № 11. – С. 4–7.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ДИСКРЕТНЫХ МОДЕЛЕЙ ПОВЕРХНОСТНО-РАСПРЕДЕЛЕННОГО ОБЪЕКТА

#### А. В. Никулин

Новосибирский государственный технический университет 630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20 E-mail: Andrei.nickulin@yandex.ru

Рассмотрены дискретные модели с различным количеством излучателей, имитирующие эхосигнал от поверхностно-распределенного объекта. Исследованы возможности таких моделей, получены аналитические зависимости, описывающие распределение шумов координат. Предложен алгоритм замещения многоточечной модели, трехточечной моделью, имеющей аналогичные параметры распределения шумов координат.

#### Введение

В данной работе рассматриваются возможности моделирования шумов угловых координат поверхностно-распределенного объекта (поверхности Земли) с использованием малоточечной дискретной модели. Под шумами координат понимают – флуктуации эхосигнала, обусловленные отражениями от большого числа отражателей, которые приводят к тому, что при измерении координат возникают случайные ошибки, не связанные с собственными погрешностями РЛС и действием шумов [1].

При математическом и имитационном моделировании эхосигналов наиболее полное и адекватное моделирование обеспечивается при использовании геометрического подхода, основанного на замещении отражающего объекта конечным числом дискретных отражателей – изотропных точечных отражателей (блестящих точек). Моделируемый эхосигнал представляет собой результат интерференции отражений от них. Объём расчетов, осуществляемых при имитации сигнала, пропорционален количеству точек. Поэтому актуальна задача разработки алгоритмов синтеза моделей объектов, состоящих из минимального числа точек и обеспечивающих при этом адекватное моделирование. При всей важности этого вопроса в литературе он не рассмотрен, обычно, ограничиваются двумя точками [2].

### Постановка задачи

Необходимо моделировать любой участок поверхностно-распределённого объекта дискретной математической моделью, состоящей из минимального количества излучателей. Из [1] известно, что распределение углового и дальномерного шумов относительно статистического центра характеризуется законом распределения Стьюдента с двумя степенями свободы.

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

Параметрами распределения (1) являются:

 $m_v$  – математическое ожидание кажущегося центра (КЦ);

*µ* – параметр распределения Стьюдента, от которого зависит эффективная «ширина» распределения.

Предлагается представлять протяженный поверхностно-распределенный объект совокупностью из M фрагментов. Для адекватной имитации эхосигнала от каждого фрагмента необходимо устанавливать соответствующие параметры распределения Стьюдента. С этой целью будем моделировать каждый фрагмент многоточечной дискретной моделью. Например, рис. 1 изображена земная поверхность, разбитая на M фрагментов, каждому из которых соответствуют свои параметры  $\mu$  и  $m_{\nu}$ . Параметр  $\mu$  определяет наклон (размер) элементарной площадки, а математическое ожидание положение ее центра (угол места).

Многоточечная дискретная модель каждого из *М* фрагментов протяженного поверхностно-распределенного объекта должна формировать требуемые математическое ожидание КЦ и параметр распределения Стьюдента *µ*.



Рис. 1. Поверхностно-распределенный объект (поверхность Земли)

#### Двухточечная модель

В литературе рассмотрены дискретные модели, состоящие из двух блестящих точек [2]. В этом случае диапазон изменения параметра  $\mu$  ограничен и жестко связан с математическим ожиданием КЦ [2]. Нельзя независимо управлять параметром  $\mu$  и математическим ожиданием. Это является существенным ограничением при использовании двухточечной модели. Можно предположить что, увеличение количества блестящих точек позволит независимо управлять параметрами  $\mu$  и  $m_{\nu}$ .

#### Трехточечная модель

Получены выражения для расчета математического ожидания КЦ и параметра распределения Стьюдента µ:

$$m_{\nu} = \frac{\Delta x (\nu_2^2 - \nu_1^2)}{\nu_1^2 + \nu_2^2 + 1}$$

$$\mu = \frac{1}{\sqrt{\Delta x^2 \frac{v_1^2 + v_2^2}{v_1^2 + v_2^2 + 1} - \left(\frac{\Delta x (v_2^2 - v_1^2)}{v_1^2 + v_2^2 + 1}\right)^2}}$$
(2)

Из выражения (2) следует, что  $\mu$  зависит от  $\Delta x$ ,  $v_1$  и  $v_2$ , причем параметр  $\mu$  обратно пропорционален  $\Delta x$ .

Определим границы диапазона изменения параметра  $\mu$ .

Верхняя граница диапазона:

$$\mu_{\max} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{-m_{\nu}\Delta x - m_{\nu}^{2}}}, \text{ если } m_{\nu} \in (-1;0); \\ \frac{1}{\sqrt{m_{\nu}\Delta x - m_{\nu}^{2}}}, \text{ если } m_{\nu} \in (0;1). \end{cases}$$
(3)

В точках, где значение математического ожидания КЦ совпадает с расположением излучателей, функция (3) имеет асимптоты.

Нижняя граница диапазона:

$$\mu_{\min} = \frac{1}{\sqrt{\Delta x^2 - {m_v}^2}} \ . \tag{4}$$

На рис. 2 изображена зависимость максимального и минимального значения  $\mu$  от математического ожидания при  $\Delta x = 1$ .



Рис. 2. Диапазон изменения параметра распределения Стьюдента *µ*. Верхняя граница диапазона показана непрерывной линией, нижняя выделена пунктиром

Трехточечная модель позволяет при постоянном математическом ожидании изменять параметр  $\mu$  в диапазоне между максимальным и минимальным значениями. То есть при увеличении количества блестящих точек с двух до трех, появляется возможность независимого управления параметром распределения Стьюдента и математическим ожиданием КЦ.

В результате перехода от двухточечной модели к трехточечной получили возможность изменять параметр распределения Стьюдента  $\mu$  при заданном математическом ожидании  $m_{\nu}$ . Можно предположить, что увеличение количества блестящих точек позволит расширить диапазон изменения параметра распределения Стьюдента  $\mu$ .

#### Обобщенные выражения для любого количества точек

Обобщим выражения, полученные выше, для случая с любым количеством точек. Эти выражения получены путем анализа коэффициентов перед отношениями интенсивностей мощностей блестящих точек.

Максимальное значение параметра распределения Стьюдента может быть получено для двух соседних точек, расстояние между которыми минимально. А наименьшее  $\mu$  – для двух крайних точек.

Максимально значение *µ*:

$$\mu_{\max_{N-1}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\Delta x}{N-1}\right)^2 - \left(m_v + \frac{N-2n}{1-N}\right)^2}};$$
(5)

область определения  $m_v \in \left[\frac{N-2(n+1)+1}{N-1}; \frac{N-2n+1}{N-1}\right].$ 

Минимальное значение µ:

$$\mu_{\min} = \frac{1}{\sqrt{\Delta x^2 - {m_v}^2}};$$
(6)

область определения  $m_v \in [-1;1]$ .

Границы диапазона изменения параметра  $\mu$  определяются расположением точек. Нижняя граница (6) может быть получена для двух крайних точек, а верхняя (5) – для двух ближайших.

Минимальное значение функции, описывающей максимально возможное значение параметра распределения Стьюдента (5), прямо пропорционально количеству блестящих точек в рассматриваемой математической модели из *N*-точек. При увеличении количества точек нижняя граница  $\mu$  остается неизменной, а минимальное значение верхней границы будет увеличиваться. То есть при увеличении количества блестящих точек расширяется диапазон регулирования параметров  $m_v$  и  $\mu$ .

Количество расчетов необходимых для построения многоточечной дискретной модели прямо пропорционально количеству блестящих точек модели, значит, имеет смысл использовать модель с меньшим числом точек, но формирующую аналогичные параметры распределения Стьюдента.

#### Трехточечная модель формирующая параметры распределения Стьюдента эквивалентные параметрам N-точечной модели

Необходимо выбрать точки *N*-точечной модели, на которые следует подавать сигналы, чтобы получить эквивалентную ей трехточечную модель.

На рис. 3 показано одно из возможных расположений излучателей трех- и *N*точечной моделей, при котором, на требуемом участке, диапазоны изменения параметров распределения Стьюдента полностью совпадают. Выбор точек осуществляется при помощи алгоритма. Принцип работы, которого заключается в следующем: находим ближайшие к требуемому математическому ожиданию КЦ точки и одну точку, наиболее удаленную от него; проверяем, может ли выбранная модель обеспечить требуемые параметры распределения Стьюдента; если да, то следующий шаг можно пропустить; если нет, необходимо изменить правило нахождения точек, на которые подается сигнал; находим одну ближайшую к требуемому математическому ожиданию точку и две точки наиболее удаленные от него; после этого можно перейти к нахождению отношения мощностей, которые будут подаваться на выбранные излучатели.



Рис. 3. Расположение излучателей и диапазон изменения параметра распределения Стьюдента µ

Отношения мощностей трехточечной модели определяются выражениями:

$$v_{1} = \sqrt{\frac{(\Delta x_{2} - \Delta x_{3})(\mu^{2}m_{v}^{2} - \mu^{2}m_{v}\Delta x_{1} - \mu^{2}m_{v}\Delta x_{3} + \mu^{2}\Delta x_{2}\Delta x_{3} + 1)}{(\Delta x_{1} - \Delta x_{2})(\mu^{2}m_{v}^{2} - \mu^{2}m_{v}\Delta x_{1} - \mu^{2}m_{v}\Delta x_{2} + \mu^{2}\Delta x_{1}\Delta x_{2} + 1)};}$$

$$v_{2} = \sqrt{\frac{-(\Delta x_{1} - \Delta x_{3})(\mu^{2}m_{v}^{2} - \mu^{2}m_{v}\Delta x_{1} - \mu^{2}m_{v}\Delta x_{3} + \mu^{2}\Delta x_{1}\Delta x_{3} + 1)}{(\Delta x_{1} - \Delta x_{2})(\mu^{2}m_{v}^{2} - \mu^{2}m_{v}\Delta x_{1} - \mu^{2}m_{v}\Delta x_{2} + \mu^{2}\Delta x_{1}\Delta x_{2} + 1)}},$$

где  $\Delta x_1$ ,  $\Delta x_2$  и  $\Delta x_3$  – расстояния от начала координат до соответственно первой, второй и третьей блестящей точки в трехточечной модели см. рис. 3.



Рис. 4. Зависимость максимального и минимального значения µ от мат. ожидания. Кружком обозначена полученная точка, крестиком – искомая

На рис. 4 показан результат работы алгоритма для случая замещения шести блестящих точек. Как видно требуемая и полученная точки полностью совпадают.

#### Список литературы

1. Справочник по радиолокации / под ред. М. Сколника. Пер. с англ. (в четырех томах) под общ. ред. К. Н. Трофимова. Т. 1. Основы радиолокации / под ред. Я. С. Ицхоки. – М.: Сов. радио, 1976. – 456 с.

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

# ГЕНЕРАТОР МОЩНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫХ ЛАВИННЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Р. А. Новиков, И. С. Доронин, К. Н. Окишев (научный руководитель)

Дальневосточный государственный университет путей сообщения 680021, Хабаровск, ул. Серышева, 47, а..1800 E-mail: champ891@mail.ru

Рассмотрено построение генератора мощных наносекундных импульсов на основе транзисторов в лавинном режиме для реализации георадара. Приведены результаты исследования генерирующих свойств различных видов высокочастотных транзисторов.

Последнее время широкое применение в различных отраслях техники находят сверхширокополосные системы. На их основе строятся различные системы передачи информации, системы радиолокации, в том числе георадары. Георадар – это прибор, использующий метод зондирования, который заключается в излучении импульсов электромагнитных волн и регистрации сигналов, отраженных от границ раздела слоев исследуемой среды. Радары относятся к классу сверхширокополосных, когда протяженность импульса в пространстве становится сравнима или меньше пространственной протяженности наблюдаемого объекта [1]. Для использования в георадарах необходимы генераторы импульсов, способные создать на нагрузке 50 Ом импульсы амплитудой более 300 В и временем нарастания менее 5 нс [1].

Для генерирования коротких импульсов могут быть использованы транзисторы включенные в лавинном режиме [2, 3]. В основе лавинного режима работы транзистора лежит явление умножения носителей под влиянием сильного электрического поля, реализуемого в обратно смещенном коллекторном переходе. Серийно выпускаемые транзисторы в таком режиме способны создать перепад напряжения на нагрузке до 300 В, с временем переключения в единицы наносекунд. Для получения более высоковольтных импульсов можно использовать последовательное включение лавинных транзисторов [2].

Ранее были исследованы генерирующие свойства (амплитуда и длительность генерируемого сверхширокополосного импульса) группы из 50 маломощных транзисторов серии КТЗЗ9АМ [3]. Установлено, что параметры генерируемого в лавинном режиме импульса сильно зависят от конкретного образца транзистора. Так амплитуда импульса для исследований группы транзисторов изменяется от 15 до 33 В, а длительность от 1,2 до 1,8 нс, при этом меньшей длительности соответствует большая амплитуда импульса (рис. 1).

Проведенные исследования показывают, что перед установкой транзистора в целевое устройство, необходимо производить предварительное определение его генерирующих свойств и в соответствии с ними корректировать параметры целевой схемы.



Рис. 1. График зависимости амплитуды напряжения импульса от его длительности

В работе рассматривается построение сверхширокополосного генератора импульсов на основе последовательно включенных лавинных транзисторов. Предварительно по схеме, приведенной на рис. 2, был проведен отбор серийно выпускаемых транзисторов по амплитуде формируемых импульсов и времени переключения. Исследовались транзисторы КТ961А, КТ683Е, КТ646А, КТ3117А, КТ805АМ, КТ602, КТ604, КТ603, КТ645А и КТ368Б, полученные параметры импульсов приведены в табл. 1. Наилучшие характеристики (амплитуда импульса 280 В и время переключения 2 нс) получены для транзисторов КТ961А.



Рис. 2. Схема исследования транзисторов на генерацию импульсов в лавинном режиме

#### Таблица 1

| Транзистор | Перепад, В | Время переключения, нс |
|------------|------------|------------------------|
| КТ805      | 100        | 5                      |
| КТ683Е     | 280        | 4                      |
| КТ646А     | 140        | 3                      |
| KT3117A    | 100        | 5                      |
| КТ961А     | 280        | 2                      |
| KT602      | 300        | 70                     |
| КТ604      | 200        | 70                     |
| КТ603      | 140        | 10                     |
| КТ645А     | 130        | 4                      |
| КТ368Б     | 80         | 10                     |

Для исследования возможности построения генератора георадара на основе последовательно включенных лавинных транзисторов, использовалась схема, приведенная на рис. 3.



Рис. 3. Схема генератора мощных широкополосных импульсов

Генератор реализован на основе последовательно включенных в лавинном режиме транзисторов VT1-VT3. Для питания схемы использовалось напряжение 1 кВ. В закрытом состоянии транзисторов VT1-VT3 через резисторы R2-R4 происходит заряд конденсатора C2. При поступлении импульса запуска на базу транзистора VT1 происходит лавинный пробой транзистора VT1. Понижение напряжения на нем вызывает лавинный пробой остальных транзисторов. Благодаря этому на нагрузке (R5-R11) формируется отрицательный перепад напряжения длительностью порядка единиц наносекунд. Скорость заряда конденсатора C2 определяется постоянной времени  $\tau = (R2 + R3 + R4)$  C2.

Для наблюдения высоковольтных импульсов в качестве нагрузки использован двухзвенный аттенюатор на резисторах R5-R11 с входным и выходным сопротивлениями 50Ом и ослаблением в 40дБ. Наблюдение сигнала на выходе аттенюатора производилось с помощью цифрового высокочастотного осциллографа LeCroy WaveSurfer 104MXs с полосой частот 1 ГГц и частотой выборки 5 ГВыб./с.

В результате проведенных экспериментов на нагрузке 50 Ом получены перепады напряжений 600 В за 2,4 нс (рис. 4), что соответствует переключаемой мощности около 7 кВт и удовлетворяет требованиям, предъявляемым к генераторам георадаров.



Рис. 4. Эпюра напряжения на выходе аттенюатора (ослабление 100 раз, масштаб по напряжению 1 В/дел, развертка 20 нс/дел)

В дальнейшем предполагается изготовление широкополосной излучающей антенны и приемного устройства для реализации геологического радара.

#### Список литературы

1. Иммореев, И. Я.Сверхширокополосный радар для дистанционного обнаружения и измерения параметров движущихся объектов на малых дальностях // Режим доступа: www.uwbgroup.ru/rus/common/

2. Дьяконов, В.П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах / В.П. Дьяконов; под ред. С.Я. Шаца. – М.: Сов. радио, 1973. – 208 с.

3. Новиков Р.А., Доронин И.С., Окишев К.Н. // Научно-технические проблемы транспорта, промышленности и образования: труды Всероссийской научно-практической конференции / под ред. О.Л. Рудых. – Хабаровск: Из-во ДВГУПС, 2010. – С. 132–136.

# РАЗРАБОТКА ПОВОРОТНОЙ ПЛАТФОРМЫ КАМЕРЫ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ

Н. М. Боев, Е. Д. Крылов, В. А. Глинчиков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: nik88@inbox.ru

В работе описывается устройство поворотной платформы камеры видеонаблюдения, разработанное для применения в малых беспилотных летательных аппаратах. Спроектирована и реализована механическая часть устройства, разработан комплекс электроники для управления положением камеры и установок режимов работы видеокамеры. В качестве датчиков положения платформы использованы современные датчики Холла, вращение платформы осуществляется шаговыми двигателями. Процесс управления платформой происходит через байт-ориентированный протокол.

В настоящее время активно развивается направление создания беспилотной авиации гражданского назначения. Одной из основных целей малых беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) является передача видеоизображения определенных точек земной поверхности с борта летательного аппарата на наземный пункт. К устройству предъявляется ряд основных требований:

 возможность установки на платформу современной видеокамеры с широким диапазоном оптического увеличения (фокусное расстояние объектива, изменяющееся в широком диапазоне), стабилизацией изображения, аналоговым выходом, управляющим протоколом, работающим через последовательный интерфейс;

2) по возможности малый вес устройства в целом;

3) управление платформой должно осуществляться через байт-ориентированный протокол;

4) диапазон питающих напряжений поворотной платформы от 10 до 40 В;

5) поворотная платформа должна обеспечивать поворот камеры на угол до ±180° в горизонтальной плоскости и на угол до 70° в вертикальной плоскости;

6) необходимо обеспечить широкий диапазон скоростей поворота платформы.

Для установки на поворотную платформу выбрана видеокамера модели FCB-EX980SP (рис. 1) производства корпорации Sony. Выбор камеры обусловлен ее техническими характеристиками при необходимом малом весе: разрешение 740000 pixels; 26-ти кратное оптическое увеличение (фокусное расстояние от 3.5 до 91 мм); угол обзора от  $42.0^{\circ}$  до  $1.6^{\circ}$ ; отношение сигнал/шум более 50 дБ; время экспозиции от 1/1 до 1/10000 с; настраиваемая автофокусировка, возможность ручной настройки фокуса; стабилизация изображения при вибрациях; два аналоговых выхода: VBS и S-Video; диапазон рабочих температур от  $0^{\circ}$  до  $+50^{\circ}$  C; диапазон питающих напряжений от 6 до 12 B, потребление 1.6 BT (до 3.6 BT при работе приводов оптики); управляющий протокол – VISCA; вес – 230 г.



Рис. 1. Видеокамера FCB-EX980SP

Для поворота платформы используются два шаговых двигателя серии FL20STH и FL28STH (рис. 2), наиболее подходящие по характеристикам и весу среди аналогичных шаговых двигателей. Это одни из самых малогабаритных шаговых двигателей из семейства гибридных. В сочетании с небольшим весом они обеспечивают достаточно высокий момент на выходном валу (0.18 – 1.2 кг см). Величина полного шага составляет 1.8 градуса, рабочий ток около 0.6-0.9 А/фаза.



Рис. 2. Гибридные шаговые двигатели серии FL20STH и FL28STH

Начальная инициализация положения поворотной платформы происходит с помощью четырех датчиков Холла, расположенных по два на каждой поворотной оси. Исходя из технических требований, для установки выбраны современные цифровые униполярные датчики TLE4905 производства компании Infineon Technologies.

Центральным управляющим элементом устройства является микроконтроллер компании Atmel. В его задачи входит: работа посредством управляющего байториентированного протокола с автопилотом (АП) беспилотного летательного аппарата; управление шаговыми двигателями; сбор информации с датчиков Холла; управление камерой по протоколу VISCA [1].

Рассмотрим блок-схему электронной части устройства (рис. 3).



Рис. 3. Блок-схема устройства

Для связи с автопилотом используется интерфейс RS485, представляющий собой стандарт передачи данных по двухпроводному полудуплексному многоточечному последовательному каналу связи. Для передачи и приема данных используется единственная витая пара проводов. Передача данных осуществляется с помощью дифференциальных сигналов (рис. 4). При этом по одному проводу передается сигнал (к примеру, линия A), а по другому (линия B) передается его инверсная копия. Таким образом, между двумя проводами витой пары всегда есть разность потенциалов. Такой способ передачи данных проявляет высокую устойчивость к синфазным помехам. Драйвером стандарта RS485 в устройстве является микросхема MAX485.



Рис. 4. Пример передачи данных с помощью дифференциальных сигналов

Рассмотрим блок источников стабилизированного питания. Так как устройство работает от бортового источника питания, необходимо обеспечить высокий коэффициент полезного действия преобразователей напряжения. Согласно требованиям, диапазон питающих напряжений составляет от 10 до 40 В. Поэтому для питания различных блоков устройства применяются импульсные преобразователи напряжения. Основными потребителями мощности являются шаговые двигатели и видеокамера. Для питания драйвера шаговых двигателей предусмотрен отдельный импульсный преобразователь, что позволяет разделить аналоговое и цифровое питание. Для питания видеокамеры применяется второй импульсный преобразователь, который является источником питания не только для видеокамеры, но и для цифровой части схемы.

В соответствии с техническим заданием была разработана принципиальная схема устройства и печатная плата размерами 30x50 мм (рис. 5).



Рис. 5. Модель печатной платы: а – вид сверху; б – вид снизу

Для передачи изображения к видеопередатчику на верхней стороне платы предусмотрен СВЧ-разъем типа SMA. Драйверы шаговых двигателей располагаются с нижней стороны платы и, при установке платы на посадочное место, драйвера плотно прижимаются к стенке корпуса, тем самым обеспечивается отвод тепла от микросхем. Преобразователи питания располагаются на нижней стороне печатной платы, на верхней размещены микроконтроллер, драйвер RS485 и другие элементы схемы.

Конструктивное исполнение поворотной платформы показано на рис. 6.

Поворотная платформа состоит из двух основных частей:

• основная часть, на которой размещается электронный управляющий блок, шаговый двигатель и устройство поворота в горизонтальной плоскости;

• поворотная часть, которая вращается в горизонтальной плоскости и на второй вертикальной поворотной оси размещает камеру.

В качестве основного материала для изготовления деталей платформы используются магниевые сплавы, которые являются одними из самых легких конструкционных материалов и обладают высокой жесткостью.

На текущий момент реализована следующая система команд управления поворотной платформой (рис. 7).



Рис. 6. Поворотная платформа



Рис. 7. Система команд управления поворотной платформой

Стрелками на рис. 7 показаны направления возможной передачи данных. Для управления шаговыми двигателями предусмотрено две команды. Первая команда устанавливает шаговые двигатели в заданные позиции с определенной скоростью (одной командой устанавливаются желаемые позиции обоих шаговых двигателей относительно нулевого значения, скорость работы каждого двигателя может быть разной). Вторая команда позволяет запросить информацию о текущем положении обоих шаговых двигателей. Команды управления камерой позволяют включать и выключать камеру; устанавливать фокусное расстояние объектива; изменять параметры вывода текста на экран и задавать сам отображаемый текст.

В заключение необходимо отметить, что в настоящее время разработка устройства поворотной платформы для камеры видеонаблюдения завершена. Устройство проходит отладку в комплексе БПЛА «Дельта».

Список источников

1. FCB-EX980SP // Sony. [2005-2010]. URL: http://pro.sony.com/bbsc/ssr/product-FCBEX980SP/ (дата обращения: 25.02.2011)

# ОШИБКИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ЭКВИВАЛЕНТНОГО ЦЕНТРА ИЗЛУЧЕНИЯ ДВУМЕРНЫМ МАТРИЧНЫМ ИМИТАТОРОМ

#### И. Ю. Калмыков

Новосибирский государственный технический университет 630092, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса 20 E-mail: nil rtu@ngs.ru

Получена связь ошибок по амплитуде сигналов излучателей матричного имитатора с угловыми координатами имитируемой цели.

#### Постановка задачи

Как известно, матричный имитатор представляет собой совокупность жестко закрепленных излучателей, расположенных в дальней зоне антенны РЛС. В точке приема наблюдается сигнал, являющийся интерференцией сигналов, формируемых каждым из излучателей. При изменении амплитуды и фазы сигналов, подводимых к излучателям, фазовый фронт в точке приема будет изменяться, что приведет к изменению координат эквивалентного центра излучения (ЭЦИ) – точки, из которой, как кажется, исходит излучаемый сигнал.

Для случая двухточечной модели в [1] получены соотношения, позволяющие определить координаты ЭЦИ в зависимости от параметров сигналов, подводимых к излучателям:

$$\frac{Z_{u_{37,Ka3K}}}{L} = \frac{1-a^2}{1+2a\cdot\cos\Delta\varphi + a^2}$$

где  $a = \frac{E_1}{E_2}$  – отношение амплитуд сигналов излучателей;  $\Delta \phi = \phi_2 - \phi_1$ -разность фаз сигналов излучателей и  $Z_{u_{3Л,Kаж}}$  – положение кажущегося центра излучения; 2L – размер модели.

Такая двухточечная задача позволяет перемещать ЭЦИ между двумя излучателями, т.е. только по одной из координат. В ряде задач требуется возможность перемещения ЭЦИ

по двум координатам, например, в азимутальной и угломестной плоскостях. Перейдем к двумерному матричному имитатору. Для этого расположим излучатели так, чтобы они являлись вершинами прямоугольника (рис. 1), стороны которого параллельны координатным плоскостям. ЭЦИ обозначен как точка с координатами ( $\alpha_0, \theta_0$ ).



Рис. 1. Положение излучателей на координатной плоскости

Цель работы: установить связь параметров сигналов излучателей и координат ЭЦИ для двумерного матричного имитатора. Определить ошибки, позиционирования ЭЦИ, вызванные взвешиванием сигналов матричного имитатора диаграммой направленности.

#### Решение задачи

Очевидно, что перемещение ЭЦИ в двух плоскостях возможно, как и в случае двухточечной модели, путем изменения либо мощности, либо взаимной фазировки сигналов, подводимых к излучателям. Укрупненная структурная схема двумерного матричного имитатора показана на рис. 2. Изменяя величину затухания, вносимую *n*-м аттенюатором ( $A_n$ ), и фазу  $\phi_n$  можно изменять пространственное положение эквивалентного центра излучения. Расчет требуемых затуханий аттенюаторов и фазовых сдвигов производится блоком управления. Излучатели разнесены на расстояние  $\Delta \alpha$  и  $\Delta \theta$  в азимутальной и угломестных плоскостях соответственно. Генератор Е излучаемого сигнала цели.

Предположим, что двумерный матричный имитатор находится в безэховой камере, т.е. переотражения сигнала незначительны или отсутствуют. В камере отсутствуют какиелибо сторонние сигналы, т.е. на приемную антенну приходит исключительно сигнал, представляющий из себя совокупность сигналов от излучателей. Представим сигнал n-го излучателя следующим образом:

$$E_n = EA_n e^{J\Phi_n} \,. \tag{1}$$

Следовательно, суммарный сигнал от излучателей на приемной антенне:

$$E_n = E \sum_{n=1}^{4} A_n e^{j\varphi_n} = E A_{\Sigma} e^{j\varphi_{\Sigma}}.$$
(2)

где  $A_{\Sigma}$ ,  $\phi_{\Sigma}$  – модуль и фаза суммарного сигнала на приемной антенне соответственно;

$$A_{\Sigma} = \sqrt{\frac{(E_1 \cos(\varphi_1) + E_2 \cos(\varphi_2) + E_3 \cos(\varphi_3) + E_4 \cos(\varphi_4))^2 +}{(E_1 \sin(\varphi_1) + E_2 \sin(\varphi_2) + E_3 \sin(\varphi_3) + E_4 \sin(\varphi_4))^2}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + E_4^2 + 2E_1E_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) + 2E_1E_3 \cos(\varphi_1 - \varphi_3) + 2E_1E_4 \cos(\varphi_1 - \varphi_4) + 2E_2E_3 \cos(\varphi_2 - \varphi_3) + 2E_2E_4 \cos(\varphi_2 - \varphi_4) + 2E_3E_4 \cos(\varphi_3 - \varphi_4)}};$$

$$\varphi_{\Sigma} = arctg \left( \frac{E_1 \sin(\varphi_1) + E_2 \sin(\varphi_2) + E_3 \sin(\varphi_3) + E_4 \sin(\varphi_4)}{E_1 \cos(\varphi_1) + E_2 \cos(\varphi_2) + E_3 \cos(\varphi_3) + E_4 \cos(\varphi_4)} \right)$$



Рис. 2. Укрупненная структура двумерного матричного имитатора

Записав систему уравнений относительно неизвестных амплитуд и фаз сигналов, можно найти параметры сигналов, соответствующие заданному положению ЭЦИ:

$$\begin{cases} \frac{\theta_0}{\Delta\theta/2} = \frac{1 - (E_1/E_2)^2}{1 + 2\frac{E_1\cos(\varphi_2 - \varphi_1)}{E_2} + (E_1/E_2)^2}, \\ \frac{\theta_0}{\Delta\theta/2} = \frac{1 - (E_3/E_4)^2}{1 + 2\frac{E_3\cos(\varphi_4 - \varphi_3)}{E_4} + (E_3/E_4)^2}, \\ \frac{\alpha_0}{\Delta\alpha/2} = \frac{1 - (E_1/E_3)^2}{1 + 2\frac{E_1\cos(\varphi_3 - \varphi_1)}{E_3} + (E_1/E_3)^2}, \\ \frac{\alpha_0}{\Delta\alpha/2} = \frac{1 - (E_2/E_4)^2}{1 + 2\frac{E_2\cos(\varphi_4 - \varphi_2)}{E_4} + (E_2/E_4)^2}, \\ \frac{\omega_0}{E_2} = \frac{1 - (E_2/E_4)^2}{1 + 2\frac{E_2\cos(\varphi_4 - \varphi_2)}{E_4} + (E_2/E_4)^2}, \\ \frac{\omega_0}{E_2} = \sqrt{\frac{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + E_4^2 + 2E_1E_2\cos(\varphi_1 - \varphi_2) + 2E_1E_3\cos(\varphi_1 - \varphi_3) + 2E_1E_4\cos(\varphi_1 - \varphi_4) + 2E_2E_3\cos(\varphi_2 - \varphi_3) + 2E_2E_4\cos(\varphi_2 - \varphi_4) + 2E_3E_4\cos(\varphi_3 - \varphi_4)}{2E_2 = arctg\left(\frac{E_1\sin(\varphi_1) + E_2\sin(\varphi_2) + E_3\sin(\varphi_3) + E_4\sin(\varphi_4)}{E_1\cos(\varphi_1 - E_2)\cos(\varphi_2) + E_3\cos(\varphi_3) + E_4\cos(\varphi_4)}\right). \end{cases}$$
(2)

где  $E_n = EA_n$  – амплитуда сигнала *n*-го излучателя.

Из системы (2) видно, что установка ЭЦИ в точку с координатами ( $\alpha_0, \theta_0$ ) возможна путем задания амплитуд сигналов, их взаимной фазировки, либо с применением обоих способов. Предположим, что сигналы, подаваемые на все излучатели, синфазны ( $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \varphi_4 = 0$ ). Найдем значения амплитуд сигнала, необходимых для установки ЭЦИ в точку с заданными координатами:

$$\begin{cases} E_{1} = \frac{E_{\Sigma} (\Delta \alpha - 2\alpha_{0}) (\Delta \theta - 2\theta_{0})}{4 \Delta \alpha \Delta \theta}, \\ E_{2} = \frac{E_{\Sigma} (\Delta \alpha - 2\alpha_{0}) (\Delta \theta + 2\theta_{0})}{4 \Delta \alpha \Delta \theta}, \\ E_{3} = \frac{E_{\Sigma} (\Delta \alpha - 2\alpha_{0}) (\Delta \theta - 2\theta_{0})}{4 \Delta \alpha \Delta \theta}, \\ E_{4} = \frac{E_{\Sigma} (\Delta \alpha + 2\alpha_{0}) (\Delta \theta + 2\theta_{0})}{4 \Delta \alpha \Delta \theta}. \end{cases}$$
(3)

Так как сигнал от точечного объекта формируется путем интерференции сигналов, исходящих из нескольких разнесенных по угловым положениям точек, возникают ошибки установки координат ЭЦИ. Ошибки возникают по следующей причине. При сканировании реального точечного объекта диаграммой направленности, амплитуда эхосигнала на выходе антенны повторяет форму диаграммы направленности. При формировании эхосигнала от точечного объекта двумерным матричным имитатором сигнал от каждого из излучателей взвешивается диаграммой направленности.

Предположим, ЭЦИ находится в точке с координатами  $\alpha_0$ ,  $\theta_0$  и диаграмма направленности антенны направлена на ЭЦИ. Каждый из излучателей двумерного матричного имитатора установлен в точке с координатами  $\alpha_n$ ,  $\theta_n$ . Тогда сигнал, принимаемый антенной РЛС можно записать:

$$E_{Mnp} = E \sum_{n=1}^{4} A_n e^{j\varphi_n} F(\alpha - \alpha_n, \theta - \theta_n),$$

где  $\alpha$ ,  $\theta$  – направление оси диаграммы направленности антенны;  $F(\alpha, \theta)$  – функция, задающая диаграмму направленности антенны РЛС.

Таким образом, сигнал от каждого из излучателей будет взвешен диаграммой направленности антенны, что может привести к смещению оценки координат ЭЦИ. Величина смещения ЭЦИ определяется изменением амплитуды сигнала от каждого из излучателей:

$$dE_n = E \cdot A_n \cdot e^{j\phi_n} \cdot \left(1 - F\left(\alpha - \alpha_n, \theta - \theta_n\right)\right).$$
(4)

Подставив (3) в (4), получим систему уравнений, определяющую ошибки позиционирования ЭЦИ (ошибку установки мощности излучателя) в зависимости от положения ЭЦИ:

$$\begin{cases} dE_1 = \frac{E_{\Sigma} \left( \Delta \alpha - 2\alpha_0 \right) \left( \Delta \theta - 2\theta_0 \right)}{4 \Delta \alpha \Delta \theta} (1 - F \left( \alpha - \frac{\Delta \alpha}{2}, \theta + \frac{\Delta \theta}{2} \right)), \\ dE_2 = \frac{E_{\Sigma} \left( \Delta \alpha - 2\alpha_0 \right) \left( \Delta \theta + 2\theta_0 \right)}{4 \Delta \alpha \Delta \theta} (1 - F \left( \alpha - \frac{\Delta \alpha}{2}, \theta - \frac{\Delta \theta}{2} \right)), \\ dE_3 = \frac{E_{\Sigma} \left( \Delta \alpha - 2\alpha_0 \right) \left( \Delta \theta - 2\theta_0 \right)}{4 \Delta \alpha \Delta \theta} (1 - F \left( \alpha + \frac{\Delta \alpha}{2}, \theta + \frac{\Delta \theta}{2} \right)), \\ dE_4 = \frac{E_{\Sigma} \left( \Delta \alpha + 2\alpha_0 \right) \left( \Delta \theta + 2\theta_0 \right)}{4 \Delta \alpha \Delta \theta} (1 - F \left( \alpha + \frac{\Delta \alpha}{2}, \theta - \frac{\Delta \theta}{2} \right)). \end{cases}$$

#### Заключение

Получены соотношения, связывающие параметры сигналов, излучаемых двумерным матричным имитатором и координаты ЭЦИ, формируемого с его помощью. Получены соотношения, определяющие ошибки позиционирования ЭЦИ, обусловленные взвешиванием сигналов излучателей диаграммой направленности антенны.

#### Список литературы

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

# МЕТОД АНАЛИЗА ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ПОРТРЕТА МНОГОЧАСТОТНОГО ПОЛЯ РАССЕЯНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ РАДИОГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

#### А.С. Гвоздарёв

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова 15000, Ярославль, ул. Советская, 14 E-mail: asg.rus@gmail.com

Разработан и апробирован метод определения размеров объекта голографического радиовидения на основе анализа параметрического портрета многочастотного поля рассеяния исследуемого объекта и набора эталонных объектов. Метод позволяет обеспечить определение размеров с точностью, лучшей аппаратной разрешающей способности системы, при работе системы в режиме реального времени.

Наличие ситуаций в системах дистанционного контроля, досмотра и слежения, когда оптические или термические методы не применимы, привело к резкому росту интереса к системам голографического радиовидения (СГРВ). На данный момент многие современные системы радиовидения и дистанционного зондирования различного назначения используют голографический способ регистрации для получения изображения исследуемых объектов. В частности на сегодняшний день актуально использование СРГВ в таких областях, как системы персонального и таможенного досмотра (бодисканнеры), системы компьютерной томографии, системы автоматической робототехники, охранные системы, системы военного назначения (идентификация и наведение на цель), системы авиационного автоматического беспилотного обнаружения (Friend-Or-Foe), биомедицинские системы, системы неразрушающего контроля, системы подповерхностного зондирования. При этом в подобного рода системах часто требуется одновременная оценка совокупности параметров исследуемого объекта (местоположения, геометрических параметров, электродинамических параметров и т.д.).

Разработанные на сегодняшний день методы имеют существенные ограничения, в первую очередь, из-за требований к замкнутости апертуры (в большинстве методов, основанных на решении обратной задачи рассеяния, удовлетворительное качество достигается лишь при условии кругового сканирования (см., например, [1, 2]). При этом удовлетворительная разрешающая способность достигается за счёт увеличения числа приёмопередающих элементов (см., например, [2, 3]), что существенно увеличивает стоимость и массогабаритные параметры реализации. В случае же использования плоской апертуры (см., например, [4]) или малого числа приёмопередатчиков качество восстанавливаемого радиоизображения слишком низкое для проведения по нему оценок геометрических параметров объектов.

Некоторые из существующих на сегодняшний день алгоритмов (см., например, [4, 5]) чрезвычайно время- и ресурсоёмки. Как результат большой объём обрабатываемых и хранимых данных в подавляющем большинстве случаев не позволяет производить анализ в реальном времени.

Все реализованные на данный момент методы различаются условиями применимости. Так большинство методов (см., например, например, [6]) на востановленном по радиоголорамме изображении не способны чётко отобразить грани и углы объектов, некоторые (см., например, [7]) демонстрируют высокую работоспособность лишь на сильно или идеально проводящих объектах, другие на однородных, изотропных объектах или построены для объектов заранее заданной формы (см., например, [8]). К недостаткам многих методов стоит так же отнести использование либо монохроматического сигнала, что не позволяет достаточно полно использовать всю возможную информацию об объекте, либо гармонического сигнала с перестройкой частоты при сверх широком спектре, что существенно усложняет и повышает конечную стоимость итоговой реализации.

Важным ограничением многих методов так же является максимальная дальность, на которой можно проводить анализ параметров объектов, что является прямым следствием ухудшения разрешающей способности с расстоянием. При этом большинство существующих реализаций работают на расстояниях не более нескольких метров ([9, 10]).

Однако задача может быть решена с помощью эталонных методов, как, например, это делается в цифровой обработке оптических изображений идентификации автомобильных номеров, распознавании лиц в системе персональной идентификации и.т.д.

На данный момент в реализованных СГРВ ([9, 10]) не используются эталонные методы оценки параметров радиоголографических объектов. Это объясняется несколькими факторами:

 слишком широким набором исследуемых радиоголографических объектов, что приводит к чрезвычайно большой базе данных эталонов, что в свою очередь снижает быстродействие анализа и предъявляет высокие требования к объёму хранимых данных;

 неиспользованием априорной информации о форме радиоголографического объекта.

Однако для случаев, когда производится поиск объектов с конкретными параметрами (формой, размерами, электродинамическими параметрами и т.д.), например, в случае персонального досмотра на наличие оружия или взрывчатых веществ, поиск мин и фугасов, оценка неоднородностей структуры, можно заранее построить базу данных эталонных объектов с заданными параметрами, тем самым уменьшив её размеры и повысив быстродействие конечной реализации СГРВ.

Таким образом, необходимо построить эталонный метод позволяющий проводить одновременную оценку совокупности параметров исследуемого радиоголографического объекта с заданной точностью, работающий в режиме реального времени при малой ресурсоёмкости.

# Предлагаемый метод параметрического портрета многочастотного поля рассеяния

Пусть для фиксированной реализации СГРВ угол наблюдения объекта с точек апертуры относительно её центра меняется в диапазоне  $\alpha \in [\alpha_1, \alpha_2]$ .

Пусть существует некоторая априорная информация о радиоголографическом объекте, например, о его форме. Исходя из этой информации, построим базу данных эталонов (эталонные радиоголограммы или поля рассеяния)  $\dot{u}_{et}(\alpha, R_{et}^i)$ , где  $i = 1, 2, ..., N_{et}$ , а  $N_{et}$  - выбранное количество эталонных объектов. Пронормируем каждый эталон его мощность, приводя тем самым значения его амплитуды в диапазон от 0 до 1.

Пусть  $\dot{u}(\alpha, R)$  – суть значения комплексной амплитуды (радиоголограммы) исследуемого объекта, с оцениваемым параметром (или совокупностью параметров) R, зарегистрированной для каждого ракурса  $\alpha$ . Пронормируем  $\dot{u}(\alpha, R)$  на её мощность.

Из теории функции комплексного переменного известно, что комплекснозначные функции равны тогда и только тогда, когда равны их модули и аргументы. Это непосредственно означает, что для нормированных величин  $\dot{u}(\alpha, R)$  и  $\dot{u}_{et}(\alpha, R_{et}^i)$  их совпадение возможно в случае совпадения их фаз.

Сформируем скалярное произведение (в терминах Гильбертова пространства) эталонного и объектного поля (радиоголограммы):

$$\left(\dot{u}_{ob}\left(R\right), \dot{u}_{et}\left(R_{et_{i}}\right)\right) = \int_{\alpha_{1}}^{\alpha_{2}} \dot{u}_{et}\left(\alpha, R_{et_{i}}\right) \cdot \dot{u}_{ob}^{*}\left(\alpha, R\right) d\alpha \,. \tag{1}$$

В предлагаемом методе анализа параметрического портрета многочастотного поля рассеяния (МАПП-МПР) рассматривается аналог параметрического пространства  $\phi_i^{(2)}(\phi_i^{(1)})$  (где  $\phi_i^{(1)} = \phi_i(f_1)$  и  $\phi_i^{(2)} = \phi_i(f_2)$ ), полученный построением аргумента скалярного произведения зарегистрированного поля и поля эталонного объекта  $\phi_i(f) = \arg\left\{\left(\dot{u}_{ob}(R), \dot{u}_{et}(R_{et_i})\right)\right\}$  для двух частот ( $f_1$  и  $f_2$ ) и набора ракурсов объекта (углов наблюдения). Здесь скалярное произведение понимается в смысле произведения в Гильбертовом пространстве комплекснозначных функций пространственных координат, то есть реализуется в форме поэлементного поля и комплексно-сопряженных амплитуд вектора выборки по апертуре регистрируемого поля и комплексно-сопряженных амплитуд вектора выборки поля эталонного объекта. С физической точки зрения (1) характеризует степень совпадения фазового набега регистрируемого (или восстановленного) поля при пере-

Как указывается в работе [11], подобного рода «параметрические портреты» могут применяться в задачах радиолокационной идентификации. Однако в качестве координаты параметрического пространства мы используем не эффективную поверхность рассеяния, как в указанной работе, а аргумент поля рассеяния (радиоголограммы).

ходе от одной точки апертуры к другой для эталонного и объектного полей.

Классификационную сетку эталонов и углы наблюдения объекта предлагается выбирать, исходя из двух основных критериев: возможности линеаризации  $\phi_i^{(2)}(\phi_i^{(1)})$  в области регистрации на различных частотах приёма, и монотонности характера их изменения

при изменении параметров классификационной сетки  $\varphi_i$ . Тогда, построив зависимость угла наклона линеаризованных параметрических портретов от их параметра, можно опре-

делив наклон для испытуемого объекта, оценить по ней величину параметра  $\varphi_i$ .

В случае задачи оценки параметра R радиоголографичекого объекта методом МАПП-МПР классификационная сетка эталонных объектов  $R_i$ , и углы сканирования  $\alpha_0$  выбираются исходя из условия:

$$\left[\frac{\phi_i(f_2)}{\phi_i(f_1)}\right]''_{R_i,R_i} \left[\frac{\phi_i(f_2)}{\phi_i(f_1)}\right]''_{\alpha_0,\alpha_0} - \left(\left[\frac{\phi_i(f_2)}{\phi_i(f_1)}\right]''_{R_i,\alpha_0}\right)^2 < 0,$$
(2)

где  $\phi_i(f) = \arg(\dot{u}_{ob}(R, \alpha_0, f), \dot{u}_{et}(R_{et_i}, \alpha_0, f))$ , а  $\{f_1, f_2\}$  – выбранные для работы частоты.

# Моделирование метода анализа параметрического портрета многочастотного поля рассеяния

Для моделирования метода анализа параметрического портрета многочастотного поля рассеяния используется следующая модель радиоголографической системы.

Пусть использовалась модель СГРВ с рабочей диной волны  $\lambda = 0,008$  м, дуговой апертурой с углом раскрыва 4° и радиусом кривизны 21,2 м, что соответствует линейному размеру 1,4 м; шаг по апертуре — 0,2°. Расстояние между объектом и центром СГРВ 21,2 м. Соотношения сигнал-шум изменялось в диапазоне от 10 до 50 дБ с шагом 5 дБ. Классификационная сетка была построена в диапазоне от 5  $\lambda$  до 50  $\lambda$  с шагом  $\lambda/2$ . Объём выборки для усреднения в каждой точке апертуры  $N_{stat}$  составлял 5000 отсчётов.

Анализ производится на примере задачи оценки размера (R) проводящего кругового цилиндра. Классификационная сетка эталонных объектов  $R_i$ , и углы сканирования  $\alpha_0$  выбираются исходя из условия (2).



Рис. 1. Зависимость угла наклона линеаризованный параметрических портретов эталонных бесконечных круговых металлизированных цилиндров от их размера

Достигаемую однозначность оценки параметра данным методом иллюстрирует рис. 1, на котором изображена зависимость угла наклона линеаризованных параметрических портретов металлизированных круговых цилиндров от их радиусов. При этом в соответствии с условием (2) взяты частоты  $f_1 = 35,53$  ГГц и  $f_2 = 36,33$  ГГц, сектор углов наблюдения 5°. Видно, что зависимость носит монотонный характер. Углу наклона параметриче-

ского портрета в 46°, например, соответствует оценка радиуса  $\hat{R} = 0,075$  м.

Скорость работы предлагаемого метода на практике определяется используемыми численными алгоритмами. Так, например, выбор эталонного параметрического портрета, наиболее соответствующего исследуемому объекту можно проводить при помощи методов быстрой сортировки, сортировки Шелла, сортировки со слиянием и т.п., при этом можно сократить количество выполняемых операций до  $O(N Log_2 N)$ , где  $N \approx 15N_{\phi}N_{et}N_{stat}$ ,  $N_{\phi}$  – количество точек на приёмной апертуре,  $N_{et}$  – количество эталонов,  $N_{stat}$  – объём статистической выборки.

#### Заключение

Проведённое моделирование МАПП-МПР показало, что в ряде практических случаев (например, для используемых в качестве тестовых в данной работе цилиндрических объекты) портреты получаются практически линейными, что упрощает процесс классификации, а так же позволяет проводить оценку исследуемого параметра радиоголографического объекта с точностью большей, чем аппаратная азимутальная разрешающая способность системы.

Минимальный объём данных, необходимый для реализации метода: две точки радиоголограммы на двух частотах, гипотеза о форме и диапазон поиска по параметру.

Поскольку работа метода основана на сравнении с базой данных эталонных сигнатур, требуется предварительное создание и хранение этой базы.

#### Список литературы

1. Franceschini D., Donell M., Franceschini G., Massa A. Iterative image reconstruction of two-dimensional scatterers illuminated by TE waves // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. – Vol.54. – Pp. 1484- 1494. – June 2006.

2. Wildman R.A., Weile D.S. Inverse scattering of homogeneous dielectric cylinders using genetic programming // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007. – Vol. – Pp.2205-2208. – 9-15 June 2007.

3. Yuan Ye, Tie Jun Cui The CG-FFT algorithm for inversion [EM inverse scattering applications // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005. – Pp. 168-171. – Vol. 4B. – 3-8 July 2005.

4. Chun Yu, Mengqing Yuan, Stang J., Bresslour E., George R.T., Ybarra G.A., Joines W.T., Qing Huo Liu Active Microwave Imaging II: 3-D System Prototype and Image Reconstruction From Experimental Data // IEEE Microwave Theory and Techniques, Transactions on . – Vol.56. – Pp.991-1000. – April 2008.

5. Lin-Ping Song, Qing Huo Liu A new approximation to three-dimensional electromagnetic scattering // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. – Vol.2. – Pp. 238- 242. – April 2005.

6. Caorsi S., Massa A., Pastorino M., Raffetto M., Randazzo A. Microwave imaging of cylindrical inhomogeneities based on an analytical forward solver and multiple illuminations // Imaging Systems and Techniques, 2004. (IST). 2004 IEEE International Workshop on. – Pp. 100-105. – 14 May 2004. 7. Bojarski N. Electromagnetic inverse scattering // Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1971. – Vol.9. – Pp. 356- 358. – Sep 1971.

8. Datta, A., Subodh Som On the inverse scattering problem for dielectric cylindrical scatterers // Antennas and Propagation, IEEE Transactions on. – Vol.29. – Pp. 392- 397. – Mar 1981.

9. Богданович В.И., Добровольский И.Ф. Радиоголографический прибор для изучения двумерных полей // Приборы и техника эксперимента. – 1989. – Т. 32. – № 2. – С. 138–140.

10. Воронин Е.Н., Гринев А.Ю., Чебаков И.А. Устройство визуального отображения для СВЧ диапазона / Радиотехника. – 1996. – Т. 1. – № 3. – С. 113–121.

11. Bennett C., Toomey J. Target classification with multiple frequency illumination // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1981. – Vol. 29. – № 2. – Pp. 352–358.

# ИНВАРИАНТНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ НА ОСНОВЕ КРИТЕРИЯ СОГЛАСИЯ<sup>1</sup>

В. А. Богданович, А. Г. Вострецов, М. В. Гундарева

Новосибирский государственный технический университет 630092, Новосибирск, пр. К.Маркса, 20 E-mail: vostretsov@adm.nstu.ru, konsyelo@mail.ru

В работе рассмотрен инвариантный алгоритм обнаружения сигналов в частотной области на основе критерия согласия и принципа инвариантности. Анализ данных проводился с помощью статистического моделирования.

В работе [1] рассмотрена задача обнаружения случайного сигнала в заданной полосе частот при априорно неопределенном уровне шума. В роли наблюдаемого процесса выступает последовательность спектрограмм, полученных с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ) в непересекающихся интервалах времени одинаковой длительности т. Величина т выбирается, исходя из требуемого разрешения по частоте. Заданная полоса частот устанавливается путем соответствующего стробирования спектрограмм в частотной области.

Обнаружение сигнала базируется на различии формы энергетических спектров шума и сигнала. Спектр шума является равномерным в рассматриваемой полосе частот, а спектр сигнала – неравномерным, причем уровни этих спектров также априорно не определены.

Для преодоления априорной неопределенности фазы в работе [1] используются модульные статистики, а для преодоления априорной неопределенности шума – нормировка к максимальному значению. Однако, использование такой нормировки затрудняет расчет пороговых констант и, как следствие, характеристик обнаружения. Поэтому в данной работе синтезируется алгоритм обнаружения, основанный на использовании *F*-статистик.

#### Постановка задачи

В качестве наблюдаемых данных, как и в работе [1], примем матрицу **X**, составленную из векторов  $\mathbf{X}_n = \{X_{ni}, i = \overline{1, B}\}$ ,  $n = \overline{1, N}$ , где  $X_{ni}$  – коэффициенты ДПФ комплексной огибающей наблюдаемого процесса, N – число циклов вычисления спектрограмм, B – число спектральных отсчетов в заданной полосе частот.

Векторы  $\mathbf{X}_n = \mathbf{e}_n + \lambda \mathbf{S}_n$ ,  $n = \overline{1, N}$ , представляют собой суперпозицию векторов, составленных из коэффициентов ДПФ комплексных огибающих шума и сигнала,  $\mathbf{e}_n = \left\{ \varepsilon_{ni}, i = \overline{1, B} \right\}$ ,  $\mathbf{S}_n = \left\{ S_{ni}, i = \overline{1, B} \right\}$ ,  $\lambda \in (0, \infty)$  – априорно неопределенный уровень сигнала.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Работа выполнена в рамках проекта РФФИ №11-07-00078-а на 2011–2013 годы.
Плотность распределения вероятностей (ПРВ) наблюдаемых данных X в отсутствие сигнала

$$p_{\rm III}(\mathbf{X}|\mathbf{y}) = \prod_{n=1}^{N} p_{\rm III}(\mathbf{X}_n | \sigma_n), \qquad (1)$$

где  $p_{\text{III}}(\mathbf{X}_n | \sigma_n) = \prod_{i=1}^{B} \frac{1}{{\sigma_n}^2} w \left( \frac{\text{Re} X_{ni}}{\sigma_n} \right) w \left( \frac{\text{Im} X_{ni}}{\sigma_n} \right)$ ,  $\mathbf{y} = \{\sigma_n, n = \overline{1, N}\} \in \mathbb{R}_N^+$  – вектор положи-

тельно определенных масштабных параметров, w(t) – любая маргинальная плотность распределения вероятности шума с единичным масштабом.

Распределение вероятности наблюдаемых данных Х при наличии сигнала

$$p_{\text{CIII}}\left(\mathbf{X}|\lambda,\mathbf{y}\right) = \prod_{n=0}^{N-1} p_{\text{CIII}}\left(\mathbf{X}_n | \lambda, \sigma_n\right), \qquad (2)$$

где  $p_{\text{сш}}(\mathbf{X}_n|\lambda,\sigma_n) = \prod_{n=0}^{N-1} M\{p_{\text{ш}}[(\mathbf{X}_n - \lambda \mathbf{S}_n)|\sigma_n]|p_c(\mathbf{S}_n)\}, M\{\cdot|p_c(\mathbf{S}_n)\}$  – оператор усреднения по априорному распределению  $p_c$  компонентов сигнального вектора,  $\lambda \in (0,\infty)$ ,

нения по априорному распределению  $p_c$  компонентов сигнального вектора,  $\lambda \in (0,\infty)$ ,  $\mathbf{y} \in \mathbf{R}_N^+$ .

Семейства распределений (1), (2) симметричны [2], относительно алгебраической группы G масштабных преобразований, состоящей из операторов  $\mathbf{g} = (g_1, g_2, ..., g_N)$  вида  $\mathbf{X} \rightarrow \mathbf{g}\mathbf{X} = \{g_n \mathbf{X}_n = \mu_n \mathbf{X}_n, n = \overline{1, N}\}$ , где  $\mu_n \in (0, \infty), n = \overline{1, N}$ .

Задача обнаружения сигнала формулируется как задача проверки статистических гипотез  $H_0$ ,  $H_1$  относительно фактического распределения  $p(\mathbf{X})$ :

$$H_0: p(\mathbf{X}) \in \mathbf{P}_{\text{III}} \quad (сигнала \quad \text{нет}), H_1: p(\mathbf{X}) \in \mathbf{P}_{\text{сIII}} \quad (сигнал \quad \text{есть}).$$
(3)

Основное требование к построению алгоритма проверки гипотез (3) – обеспечение независимости его уровня значимости от априорно неопределенного вектора  $\mathbf{y} = \{\sigma_n, n = \overline{1, N}\}$  масштабных параметров шума. В связи с симметрией семейств  $\mathbf{P}_{\text{III}}, \mathbf{P}_{\text{CIII}}$  относительно группы G масштабных преобразований для выполнения данного требования использовался принцип инвариантности.

### Построение алгоритма обнаружения

По теореме факторизации [2] у семейств распределений (1) и (2) имеется достаточная статистика  $\mathbf{V}(\mathbf{X}) = \left\{ \mathbf{V}_n(\mathbf{X}), n = \overline{1, N} \right\}$ , с векторными компонентами

$$\mathbf{V}_{n}\left(\mathbf{X}\right) = \left\{ V_{ni}\left(\mathbf{X}\right) = \left|X_{ni}\right|, \ i = \overline{1,B} \right\}, \ n = \overline{1,N} \ . \tag{4}$$

Согласно принципу инвариантности алгоритм является инвариантным относительно группы G тогда и только тогда, когда его решающая функция  $\varphi$  зависит от наблюдаемых

данных только через специальную статистику – максимальный инвариант (МИ) данной группы.

Максимальным инвариантом является совокупность статистик  $\mathbf{Z}_n(\mathbf{V}_n) = (z_{n1}(\mathbf{V}_n) \dots z_{nB}(\mathbf{V}_n)), n = \overline{1, N}$ , компоненты которой определены в форме [2]

$$z_{ni} = \frac{V_{ni}^{2} (B-1)}{\|\mathbf{V}_{n}\|^{2} - V_{ni}^{2}}, \ i = \overline{1, B},$$
(5)

В связи с тем, что замена наблюдаемых данных на достаточную статистику не приводит к потере эффективности синтезируемого алгоритма, далее при построении алгоритма вместо наблюдаемых данных  $X_n$  используются статистики (5).

По определению критерий согласия Пирсона формирует решение о соответствии или несоответствии распределения наблюдаемых данных некоторому фиксированному распределению Р [1]. В нашем случае в качестве распределения Р выступает распределение статистики Z(V) в отсутствие сигнала. Решения о соответствии или несоответствии распределения статистики Z(V) распределению Р регистрируются как решения об отсутствии или наличии сигнала.

Критерий согласия Пирсона выражается через статистики хи-квадрат Пирсона [3]. Применительно к нашей задаче статистики хи-квадрат формируются в отдельности для каждой дискретной частоты  $i = \overline{1, B}$  на основе последовательности  $U_i(N) = (z_{1i}, z_{2i}, ..., z_{Ni})$ , где величины  $z_{ni}$  могут быть получены по (5).

При расчете МИ по (5) размер интервалов  $A_j$ ,  $j = \overline{1,b}$  определяется так, чтобы вероятность попадания в каждый интервал была одинакова. Вероятность попадания в интервал P = 1/b (b- количество интервалов). Статистики  $z_{ni}$  имеют F-распределение с параметрами 2 и 2b-2. Поэтому границы интервалов гистограмм определяются как квантили этого распределения.

$$I_m = K$$
вантиль $[(m-1)P], m = \overline{1, b+1}.$ 

Для последней граничной точки *Квантиль*(1) =  $\infty$ , поэтому принимаем за  $I_{b+1}$  некоторое большое конечное значение  $I_{b+1} >> I_b$  (при моделировании было принято  $I_{b+1}=30$ ).

В силу независимости элементов последовательности  $\mathbf{U}_i(N)$  векторы (5) имеют полиномиальное распределение [4] с векторным параметром  $\mathbf{p} = (p_1, ..., p_b)$ , где  $p_j = 1/b$ вероятностные меры интервалов  $\mathbf{A}_j, j = \overline{1,b}$ , при данном значении N.

Обозначим через  $y_{ji}$  число элементов последовательности  $U_i(N)$ , принадлежащих интервалу  $A_j$ . Очевидно, что для случайных величин  $y_{ji}$  справедливо равенство  $\sum_{j=1}^{b} y_{ji} = N$  при всех  $i = \overline{1, B}$ . Для каждой дискретной частоты  $i = \overline{1, B}$  образуем из величин

у<sub>јі</sub> векторы

$$\mathbf{Y}_{i}(N) = (y_{1i} \quad \dots \quad y_{bi}), \ i = 1, B.$$
(6)

Вследствие независимости элементов последовательности  $\mathbf{U}_i(N)$  векторы (6) имеют полиномиальное распределение с векторным параметром  $\mathbf{p} = (p_1, ..., p_b)$ , где

 $p_j = P(A_j)$ - вероятностные меры интервалов  $A_j, j = \overline{1,b}, \sum_{j=1}^{b} p_j = 1.$ 

Обнаружение сигнала на основе критерия согласия базируется на различии вероятностей  $p_j = P(A_j)$  при отсутствии и наличии сигнала. Значения этих вероятностей при отсутствии сигнала не зависят от масштабных параметров  $\{\sigma_n, n = \overline{1, N}\}$  и поэтому могут быть вычислены заранее – на этапе синтеза алгоритмов.

На основе векторов (6) образуем для каждой дискретной частоты  $i = \overline{1, B}$  следующие статистики хи-квадрат [1]:

$$T_i(N) = \sum_{j=1}^{b} \frac{\left(y_{ji}\right)^2}{N \cdot p_j} - N, \ i = \overline{1, B} ,$$
(7)

где  $p_j$ - установленные выше вероятностные меры интервалов  $A_j$ ,  $j = \overline{1, b}$ , в отсутствие сигнала.

Распределения статистик (7) стремятся при  $N \to \infty$  к хи-квадрат распределению с b-1 степенью свободы [1]. Отметим, что статистики (7) количественно оценивают различие на каждой дискретной частоте  $i = \overline{1, B}$  между векторами  $\mathbf{p} = (p_1, ..., p_b)$  и  $\mathbf{y}_i = (y_{1i}/N, ..., y_{bi}/N)$ , где  $y_{ji}/N$ - эмпирические вероятностные меры интервалов  $A_{i}, j = \overline{1, b}$ .

Для алгоритмов проверки гипотез (3) предложено использовать алгоритмы обнаружения, выраженные в форме

$$\varphi_{N} = \begin{cases} 1, & \sum_{i=1}^{B} T_{i}(N) \geq C_{N}(\alpha), \\ 0, & \sum_{i=1}^{B} T_{i}(N) < C_{N}(\alpha), \end{cases}$$

$$\tag{8}$$

где с помощью порога  $C_N(\alpha)$  устанавливается заданный уровень значимости  $\alpha$  алгоритма.

Порог  $C_N(\alpha)$  определялся итеративно путем статистического моделирования алгоритма при воздействии только шума с масштабными параметрами  $\sigma_n = 1$  при всех  $n = \overline{1, N}$ . В качестве начального приближения порога использовалось его расчетное значение в предположении, что статистика  $\sum_{i=1}^{B} T_i(N)$  имеет хи-квадрат распределение с B(b-1) степенью свободы [6]. При так установленном пороге  $C_N(\alpha)$  алгоритм (8) имеет в силу инвариантности равный  $\alpha$  уровень значимости не только при  $\sigma_n = 1$ , но и при любых значениях  $\sigma_n$ .

### Заключение

Для преодоления априорной неопределенности сигнально-помеховой обстановки алгоритм обнаружения синтезировался на основе совместного применения принципа инвариантности и критерия согласия.

Выбор критерия согласия Пирсона для построения алгоритмов обнаружения обусловлен фактически полным отсутствием априорных сведений о форме энергетического спектра сигнала в системах радиомониторинга ввиду большого разнообразия модулированных сигналов и их частотно-селективных замираний в среде распространения.

Построенные на основе критерия согласия алгоритм обеспечивает обнаружение сигналов с любым энергетическим спектром, отличным по форме от равномерного спектра в пределах выделенной полосы частот. Вероятность правильного обнаружения сигнала у этих алгоритмов зависит как от отношения сигнал/шум, так и от степени отличия энергетического спектра сигнала от равномерного спектра

### Список литературы

1. Богданович В.А., Бородич Ё.Ю. Построение инвариантного алгоритма обнаружения сигналов в частотной области на основе критерия согласия // Доклады АН ВШ РФ. – 2010. – № 1(14). – С. 74–83.

2. Леман Э. Проверка статистических гипотез. – М.: Наука, 1979. – 408 с.

3. Крамер Г. Математические методы статистики. – М.: Мир, 1975. – 720 с.

4. Цветков Э.И. Нестационарные случайные процессы и их анализ. – М.: Энергия, 1973. – 128 с.

5. Р 50.1.033–2001. Рекомендации по стандартизации. Прикладная статистика. Правила проверки согласия опытного распределения с теоретическим. Часть 1. Критерии хиквадрат. – М.: ГОССТАНДАРТ РОССИИ, 2002. – 87 с.

6. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. радио, 1969. – 752 с.

## ОЦЕНКА СМЕЩЕНИЯ ОТМЕТКИ ОТ ТОЧЕЧНОГО ОБЪЕКТА ПО АЗИМУТАЛЬНОЙ КООРДИНАТЕ В РЕЗУЛЬТАТЕ НЕТОЧНОСТИ ЗАДАНИЯ КООРДИНАТ НОСИТЕЛЯ РСА ПРИ ИМИТАЦИИ РЛИ

Р. Ю. Белоруцкий

Новосибирский государственный технический университет 630092, Новосибирск, пр.К.Маркса, 20 E-mail: nil rtu@ngs.ru

Рассмотрена задача имитации эхо-сигналов с помощью ретранслятора сигналов. Получены аналитические соотношения для оценки изменения азимутального положения отметки от точечного объекта из-за неточности задания координат носителя PCA.

Введение. Экспериментальные исследования, проверка характеристик, отработка режимов работы и калибровка радиолокационных станций с синтезированием апертуры антенны (PCA) сопряжены с проведением натурных испытаний, которые требуют значительных временных и материальных затрат. В этих задачах широко применяют калибровочные точечные цели, например, уголковые отражатели, которые располагают на земной поверхности, определенно ориентируя по отношению к траектории полета носителя PCA [1]. По получаемому РЛИ можно оценивать такие характеристики, как динамический диа-

41

пазон, разрешающая способность и др. В качестве альтернативы пассивным целям могут выступать активные радиолокационные ответчики (ретрансляторы сигналов). Один ответчик способен формировать ответный сигнал, соответствующий совокупности эхосигналов от мнимых элементарных точечных отражателей. За счет этого появляется возможность создавать различные тестовые РЛИ и менять их в течение эксперимента, что может повысить эффективность и сократить время испытаний.

**Постановка задачи.** Пусть ретранслятор эхо-сигналов расположен в точке с координатами  $(x_0, y_0, z_0)$ , а текущее положение носителя РСА определяется координатами  $(x_u(t), y_u(t), z_u(t))$  (рис. 1).

Ретранслятор осуществляет прием зондирующего сигнала РСА, изменение его характеристик и излучение в обратном направлении с целью имитации эхо-сигнала от мнимого отражателя, находящегося в точке  $(x_i, y_i, z_i)$ . Обозначим текущие наклонные дальности до ретранслятора и имитируемого отражателя как  $r_0(t)$  и  $r_i(t)$ , тогда

$$r_{0,i}(t) = \sqrt{(x_{0,i} - x_n(t))^2 + (y_{0,i} - y_n(t))^2 + (z_{0,i} - z_n(t))^2};$$
  

$$x_i = x_0 + \Delta x_i, \quad y_i = y_0 + \Delta y_i, \quad z_i = z_0 + \Delta z_i,$$

где  $\Delta x_i$ ,  $\Delta y_i$ ,  $\Delta z_i$  – сдвиг мнимого отражателя по соответствующей координатной оси относительно положения ретранслятора.



Рис. 1. Рассматриваемая система координат

Рис. 2. Схема предполагаемого смещения отметки

**Цель работы.** Оценить смещение отметки от мнимого точечного объекта на РЛИ при имитации эхо-сигналов в случае наличия неточной информации о координатах носителя PCA.

Решение. Рассмотрим случай работы РСА в режиме доплеровского обужения луча (ДОЛ). Пусть носитель РСА движется прямолинейно с постоянной скоростью  $\overline{V}$ , линия пути (ЛП) расположена параллельно оси ОХ, строка РЛИ по азимуту формируется вдоль ЛП. Неточность задания координат носителя при имитации приведет к отклонению от-

метки от задаваемых координат. Пусть смещение отметки от мнимого объекта происходит только по путевой дальности (вдоль строки РЛИ).

При имитации к принятому зондирующему сигналу необходимо добавлять фазовый сдвиг, соответствующий разности доплеровских частот сигналов от мнимого отражателя и имитатора:

$$\Delta \omega_D = \omega_{Di} - \omega_{D0} = \frac{2 \cdot \omega_0}{c} V_{ri} - \frac{2 \cdot \omega_0}{c} V_{r0},$$

где  $\omega_{Di}$  и  $\omega_{D0}$  – доплеровские частоты сигналов от мнимого отражателя и ретранслятора;  $V_{ri}$  и  $V_{r0}$  – радиальные составляющие путевой скорости  $\overline{V}$  относительно мнимого отражателя и ретранслятора;  $\omega_0$  – частота зондирующего сигнала.

Радиальные скорости  $V_{ri}$  и  $V_{r0}$  представляют собой проекции вектора скорости  $\overline{V}$  на направления визирования точек  $(x_i, y_i, z_i)$  и  $(x_0, y_0, z_0)$ :

$$V_{ri} = \left| \overline{V} \right| \cdot \cos \zeta_i; \qquad V_{r0} = \left| \overline{V} \right| \cdot \cos \zeta_0;$$

тогда

$$\Delta \omega_D = \frac{2 \cdot \omega_0}{c} \left| \overline{V} \right| (\cos \zeta_i - \cos \zeta_0), \tag{1}$$

где  $\zeta_i$  и  $\zeta_0$  – углы визирования точек (рис. 2), их косинусы соответственно равны:

$$\cos\zeta_i = \frac{x_i - x_{_{H.3.}}}{r_i}; \qquad \cos\zeta_0 = \frac{x_0 - x_{_{H.3.}}}{r_0}$$

Задаваемые при расчете координаты носителя РСА  $(x_{H.3.}, y_{H.3.}, z_{H.3.})$  известны с некоторой погрешностью относительно истинных координат:

$$x_{_{H.3.}} = x_{_{H.u.}} + \Delta x_{_{H}}; \ y_{_{H.3.}} = y_{_{H.u.}} + \Delta y_{_{H}}; \ z_{_{H.3.}} = z_{_{H.u.}} + \Delta z_{_{H}},$$

где  $\Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu}$  – отклонение измеренных координат от истинных.

Неопределенность положения носителя РСА приведет к отклонению при расчете значений  $\cos \zeta_i$  и  $\cos \zeta_0$  от истинных  $\cos \zeta_{iu}$  и  $\cos \zeta_{0u}$ . В результате будет иметь место отклонение значения  $\Delta \omega_D$ .

Обозначим  $\cos \zeta_i$  и  $\cos \zeta_0$  как функции  $C_{\zeta_i}$  и  $C_{\zeta_0}$  от переменных  $\Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu}$ :

$$C_{\zeta_{i,0}}(\Delta x_{H}, \Delta y_{H}, \Delta z_{H}) = \frac{x_{i,0} - x_{H,U} - \Delta x_{H}}{\sqrt{(x_{i,0} - x_{H,U} - \Delta x_{H})^{2} + (y_{i,0} - y_{H,U} - \Delta y_{H})^{2} + (z_{i,0} - z_{H,U} - \Delta z_{H})^{2}}}.$$

Соответствующие отклонения  $C_{\zeta_i}$  и  $C_{\zeta_0}$ :

$$\Delta C_{\zeta_i}(\Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu}) = C_{\zeta_i}(\Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu}) - C_{\zeta_i}(0, 0, 0);$$

$$\Delta C_{\zeta_0}(\Delta x_{\scriptscriptstyle H}, \Delta y_{\scriptscriptstyle H}, \Delta z_{\scriptscriptstyle H}) = C_{\zeta_0}(\Delta x_{\scriptscriptstyle H}, \Delta y_{\scriptscriptstyle H}, \Delta z_{\scriptscriptstyle H}) - C_{\zeta_0}(0, 0, 0).$$

Тогда разность доплеровских частот при неопределенности положения носителя PCA согласно (1):

$$\begin{split} \Delta \omega_D &= \frac{2 \cdot \omega_0}{c} \left| \overline{V} \right| \left( C_{\zeta_i} \left( \Delta x_{\scriptscriptstyle H}, \Delta y_{\scriptscriptstyle H}, \Delta z_{\scriptscriptstyle H} \right) - C_{\zeta_0} \left( \Delta x_{\scriptscriptstyle H}, \Delta y_{\scriptscriptstyle H}, \Delta z_{\scriptscriptstyle H} \right) \right) = \\ &= \frac{2 \cdot \omega_0}{c} \left| \overline{V} \right| \left( C_{\zeta_i} \left( 0, 0, 0 \right) + \Delta C_{\zeta_i} \left( \Delta x_{\scriptscriptstyle H}, \Delta y_{\scriptscriptstyle H}, \Delta z_{\scriptscriptstyle H} \right) - C_{\zeta_0} \left( 0, 0, 0 \right) - \Delta C_{\zeta_0} \left( \Delta x_{\scriptscriptstyle H}, \Delta y_{\scriptscriptstyle H}, \Delta z_{\scriptscriptstyle H} \right) \right) = \\ &= \frac{2 \cdot \omega_0}{c} \left| \overline{V} \right| \left( C_{\zeta_i} \left( 0, 0, 0 \right) - C_{\zeta_0} \left( 0, 0, 0 \right) + \Delta \Delta C_{\zeta_i} \left( \Delta x_{\scriptscriptstyle H}, \Delta y_{\scriptscriptstyle H}, \Delta z_{\scriptscriptstyle H} \right) \right), \end{split}$$

где  $\Delta\Delta C_{\zeta_i}(\Delta x_n, \Delta y_n, \Delta z_n)$  – отклонение разности косинусов углов наблюдения имитируемого отражателя и ретранслятора.

А величина отклонения разности доплеровских частот:

$$\Delta \Delta \omega_D = \frac{2 \cdot \omega_0}{c} \left| \overline{V} \right| \cdot \Delta \Delta C_{\zeta_i} \left( \Delta x_{_H}, \Delta y_{_H}, \Delta z_{_H} \right). \tag{2}$$

Итак  $\Delta\Delta\omega \sim \Delta\Delta C_{\zeta_i}(\Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu})$ , поэтому для оценки влияния  $\Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu}$  на величину  $\Delta\Delta\omega_D$  достаточно проследить их влияние на  $\Delta\Delta C_{\zeta_i}(\Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu})$ .

Путем последовательного представления функции  $\Delta\Delta C_{\zeta_i}(\Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu})$  в ряд Маклорена сначала относительно переменных  $\Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu}$ , затем относительно переменных  $\Delta x_i, \Delta y_i, \Delta z_i$ , не учитывая малые члены ряда, получено выражение:

$$\Delta\Delta C_{\zeta_{i}}(\Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu}) = \\ = \left[ 3 \left[ \frac{\Delta x}{\sqrt{B^{3}}} - \frac{\Delta x^{3}}{\sqrt{B^{5}}} \right] \Delta x_{i} + \left[ \frac{\Delta y}{\sqrt{B^{3}}} - \frac{3\Delta x^{2} \cdot \Delta y}{\sqrt{B^{5}}} \right] \Delta y_{i} + \left[ \frac{\Delta z}{\sqrt{B^{3}}} - \frac{3\Delta x^{2} \cdot \Delta z}{\sqrt{B^{5}}} \right] \Delta z_{i} \right] \Delta x_{\mu} + \\ + \left[ \left[ \frac{\Delta y}{\sqrt{B^{3}}} - \frac{3\Delta y \cdot \Delta x^{2}}{\sqrt{B^{5}}} \right] \Delta x_{i} + \left[ \frac{\Delta x}{\sqrt{B^{3}}} - \frac{3\Delta x \cdot \Delta y^{2}}{\sqrt{B^{5}}} \right] \Delta y_{i} - \frac{3\Delta x \cdot \Delta y \cdot \Delta z}{\sqrt{B^{5}}} \Delta z_{i} \right] \Delta y_{\mu} + \\ + \left[ \left[ \frac{\Delta z}{\sqrt{B^{3}}} - 3 \cdot \frac{\Delta z \cdot \Delta x^{2}}{\sqrt{B^{5}}} \right] \Delta x_{i} - \frac{3\Delta x \cdot \Delta y \cdot \Delta z}{\sqrt{B^{5}}} \Delta y_{i} + \left[ \frac{\Delta x}{\sqrt{B^{3}}} - 3 \cdot \frac{\Delta x \cdot \Delta z^{2}}{\sqrt{B^{5}}} \right] \Delta z_{\mu},$$

$$(3)$$

где  $\Delta x = (x_0 - x_{H,u_i}); \Delta y = (y_0 - y_{H,u_i}); \Delta z = (z_0 - z_{H,u_i}); B = \Delta x^2 + \Delta y^2 + \Delta z^2$ . При имитации двухмерного РЛИ  $\Delta z_i = 0$ .

Согласно (3) величина отклонения разности косинусов углов  $\Delta\Delta C_{\zeta_i}$  связана с величинами отклонений координат  $\Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu}$  через весовые коэффициенты, значение которых зависят от координат имитируемого точечного отражателя и положения носителя относительно ответчика:

$$\Delta\Delta C_{\zeta_i} \left( \Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu} \right) = K_{\zeta_{\Delta x_{\mu}}} \cdot \Delta x_{\mu} + K_{\zeta_{\Delta y_{\mu}}} \cdot \Delta y_{\mu} + K_{\zeta_{\Delta z_{\mu}}} \cdot \Delta z_{\mu}.$$

Теперь для анализа влияния отклонений  $\Delta x_{\mu}, \Delta y_{\mu}, \Delta z_{\mu}$  на значение  $\Delta \Delta C_{\zeta_i}$  достаточно исследовать коэффициенты  $K_{\zeta_{\Delta x_{\mu}}}, K_{\zeta_{\Delta y_{\mu}}}, K_{\zeta_{\Delta z_{\mu}}}$  как функции от переменных  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ .

Для получения соотношения между величиной отклонения доплеровской частоты сигнала  $\Delta\Delta\omega_D$  и смещением отметки  $\Delta l_i$  рассмотрим следующую ситуацию. В пределах полосы обзора PCA расположены два отражателя: первый имеет те же координаты, что и имитируемый отражатель  $(x_i, y_i, z_i)$ ; второй смещен относительно первого на расстояние  $l_{12}$  по оси Х. Его координаты  $(x_i + l_{12}, y_i, z_i)$ , таким образом, оба отражателя находятся в пределах рассматриваемой строки РЛИ (аналогично рис. 2). Известны доплеровские смещения  $\omega_{D1}$  и  $\omega_{D2}$  частот эхо-сигналов от отражателей:

$$\omega_{D1,2} = \omega_0 \frac{2 \cdot V_{r1,2}}{c} = \frac{2\omega_0}{c} \left| \overline{V} \right| \cdot \cos \zeta_{1,2}$$

где  $V_{r1}$  и  $V_{r2}$  – проекции вектора путевой скорости  $\overline{V}$  на направления визирования отражателей 1 и 2;  $\zeta_1$  и  $\zeta_2$  – соответствующие углы наблюдения.

Тогда разность между доплеровскими частотами сигналов:

$$\Delta \omega_{12} = \omega_{D1} - \omega_{D2} = \frac{2\omega_0}{c} \left| \overline{V} \right| \cdot \left( \cos \zeta_1 - \cos \zeta_2 \right).$$

Поскольку азимутальная координата в режиме ДОЛ определяется непосредственно частотой сигнала [2], должно быть справедливо выражение:

$$\Delta l_i = \left| \frac{l_{12}}{\Delta \omega_{12}} \right| \cdot \Delta \Delta \omega_D, \tag{4}$$

где  $\Delta l_i$  - величина смещения отметки от мнимого отражателя по азимутальной координате вследствие неточности задания координат носителя PCA при имитации.

Методом математического моделирования установлено, что полученные соотношения справедливы не только для режима ДОЛ, но и для режима синтезирования апертуры (СА).

Результаты эксперимента.

Рассмотрим случай:

- Путевая скорость носителя PCA V = 128 м/c;
- Частота зондирующего сигнала  $f_0 = 10 \Gamma \Gamma \mu$ ;
- ---  $\Delta x_{\mu} = \Delta y_{\mu} = \Delta z_{\mu} = 500 \text{ m}; \ \Delta x_{i} = \Delta y_{i} = 100 \text{ m}, \ \Delta z_{i} = 0;$
- Угол  $\alpha_0 = 60^\circ$ ; наклонная дальность до ответчика  $r_0 = 25$  км (рис. 1);
- Высота полета  $H = |\Delta z| = 10$  км.

Согласно (3):

$$\Delta\Delta C_{\zeta_{i}} = \left(K_{\zeta_{\Delta x_{\mu}\Delta x_{i}}} \cdot \Delta x_{i} + K_{\zeta_{\Delta x_{\mu}\Delta y_{i}}} \cdot \Delta y_{i}\right) \cdot \Delta x_{\mu} + \left(K_{\zeta_{\Delta y_{\mu}\Delta x_{i}}} \cdot \Delta x_{i} + K_{\zeta_{\Delta y_{\mu}\Delta y_{i}}} \cdot \Delta y_{i}\right) \cdot \Delta y_{\mu} + \left(K_{\zeta_{\Delta x_{\mu}\Delta y_{i}}} \cdot \Delta x_{i} + K_{\zeta_{\Delta x_{\mu}\Delta y_{i}}} \cdot \Delta y_{i}\right) \cdot \Delta z_{\mu} = (1.738 \cdot 10^{-9} + 4.699 \cdot 10^{-10} + 4.699 \cdot 10^{-10} - 6.526 \cdot 10^{-10} - 2.368 \cdot 10^{-10} + 6.984 \cdot 10^{-10}) \cdot 100 \cdot 500 = 1.24 \cdot 10^{-4};$$

Тогда  $\Delta\Delta\omega_D = 6.67$  рад/с ( $\Delta\Delta f_D = 1.06$  Гц), а  $\Delta l_i = 3.96 \approx 4$  м согласно (4).

Теперь проверим смещение отметки в режиме СА. Смещение оценим по отклонению максимума функции отклика (ФО) РСА. Пусть в процессе синтезирования апертуры меняется относительное смещение  $(x_0 - x_{H.U.} - V \cdot t), t \in [0; T]$ , где T = 2 c – время синтезирования. В начале синтезирования (t = 0) носитель находится в описанном выше положении относительно ответчика.

На рис. 3 изображены две ФО: одна получена при условии задания точных координат ЛА (сплошная линия); другая – при задании неточных (пунктирная линия).



Рис. 3. Функции отклика РСА на сигнал от имитируемого отражателя: в случае задания точных координат носителя РСА (сплошная линия) и неточных (пунктирная)



Рис. 4. Два совмещенных РЛИ, полученных в случае задания точных координат носителя РСА и при неопределенности положения (вертикальная ось соответствует координате дальности (Y), горизонтальная – азимутальной координате (X))

В данном случае число периодов зондирования на интервале синтезирования составляет N = 1024, а длина интервала синтезирования  $L = V \cdot T = 128 \cdot 2 = 256$  м. Это значит, что на 1 м пути приходится 4 отсчета траекторного сигнала, соответственно 4 отсчета ФО. По рис. 3 видно, что максимум функции отклика сместился вправо на 16 отсчетов, это соответствует 4 м. Величина смещения *совпадает* с полученной для режима ДОЛ.

На рис. 4 изображен пример двух совмещенных РЛИ, полученных с помощью математического моделирования: одно при задании точных координат носителя; другое – при задании неточных. В центре располагается отметка, соответствующая радиолокационному ответчику. В обоих случаях её отображение остается неизменным, т.к. это отметка от реального объекта. Остальные отметки соответствуют мнимым точечным объектам. В результате неточности задания координат носителя РСА при имитации РЛИ наблюдается смещение от задаваемых координат и «размазывание» отметок по соседним элементам разрешения.

### Список литературы

1. K. Sarabandi, L. E. Pierce, M. C. Dobson, F. T. Ulaby, J. M. Stiles, T. C. Chiu, R. De Roo, R. Hartikka, A. Zambetti and A. Freeman, "Polarimetric Calibration of SIR-C Using Point and Distributed Targets", *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 33, pp. 858-866, July 1995.

2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли / под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.

## АЛГОРИТМ ПОСТРОЧНОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ДЫМОВОГО ОБЛАКА В СИСТЕМЕ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ

Е. С. Каленникова, В. Н. Васюков (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630092,г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20 E-mail: chocolate ek@mail.ru

Рассмотрены два алгоритма построчного анализа изображений для системы противопожарного мониторинга, предназначенные для автоматического обнаружения дымового облака на фоне леса. Методом статистического моделирования исследована эффективность алгоритмов и устойчивость к неточному заданию параметров модели. На основе анализа результатов исследования выбран алгоритм для реализации в системе видеонаблюдения. Работоспособность алгоритма проверена на реальных данных.

Современный уровень развития аппаратных и программных средств позволяет автоматизировать процессы, которые традиционно предполагали непременное участие человека-оператора. В последние годы получили распространение системы видеонаблюдения за лесными массивами, которые позволяют обнаруживать дым на ранних этапах возгорания и предотвращать распространение пожара. Система противопожарного мониторинга, созданная специалистами Новосибирского государственного технического университета и эксплуатируемая в течение нескольких лет муниципальным учреждением г. Новосибирска «Горзеленхоз», включает в себя центральный диспетчерский пункт и несколько видеокамер, распределенных по охраняемой территории и установленных на вышках, крышах высотных зданий и т.п. Камеры осуществляют круговой обзор местности, передавая по радиоканалам полученные изображения на центральный компьютер, где они предъявляются оператору для анализа с целью обнаружения дымового облака [1]. Монотонность работы оператора, необходимость одновременного контроля нескольких видеокамер приводят к быстрому утомлению, снижению внимания и повышают вероятность принятия ошибочных решений. Это обусловливает актуальность разработки алгоритмов и программ автоматического анализа изображений в системе видеонаблюдения.

На рис. 1 показано типичное изображение лесного массива, на фоне которого наблюдается дымовое облако – признак возгорания. Сложность автоматизации обнаружения дыма на фоне леса обусловлена как неопределенностью формы обнаруживаемого объекта, так и сложностью фона, который можно рассматривать, как случайное поле. На основе визуального анализа изображения можно сделать вывод о том, что это поле является практически стационарным (однородным) по горизонтали (рис. 2) и нестационарным по вертикали, что связано, в частности, с перспективным уменьшением характерных деталей по мере увеличения расстояния. Это подтверждается результатами оценивания статистических характеристик по множеству изображений.

Нестационарность изображения дополнительно осложняет решение двумерной задачи обнаружения дыма на фоне леса. Поэтому здесь используется подход, основанный на анализе строк изображения, как одномерных процессов, с последующим объединением принятых решений для двумерного поля (изображения), при этом в данной работе рассматривается лишь первый этап – построение алгоритма обнаружения локального изменения яркости в горизонтальном сечении (строке) изображения. Применение традиционных методов обнаружения сигналов здесь не представляется возможным, т.к. форма «сигнала» неизвестна.

### Алгоритмы определения начала и конца участка изменения яркости

Обозначим значения (отсчеты) яркости вдоль строки  $x_1, ..., x_N$ , где N количество элементов (длина строки). Положим, что эти отсчеты являются независимыми случайными величинами с одинаковым гауссовским распределением, характеризуемым в отсутствие дыма математическим ожиданием  $m_0$  и среднеквадратическим отклонением  $\sigma$ . Если

строка пересекает дымовое облако, то происходит локальное изменение математического ожидания, и с момента  $\theta_1$  до момента  $\theta_2$  математическое ожидание равно  $m_1$ ; в момент  $\theta_2$  математическое ожидание возвращается к прежнему значению. Такая постановка задачи соответствует обнаружению временной разладки случайного процесса [2].



Рис. 1. Типичное изображение лесного массива, на фоне которого наблюдается дымовое облако



Рис. 2. Зависимость яркости от номера элемента в строке, пересекающей дымовое облако

В предположении, что такое локальное изменение среднего имеет место, и неизвестны только моменты  $\theta_1$  и  $\theta_2$ , функция правдоподобия вектора  $(x_1,...,x_N)$  имеет вид

$$w(x_{1},...,x_{N},\theta_{1},\theta_{2},\sigma,m_{0},m_{1}) = \\ = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^{N}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^{2}}\left[\sum_{i=1}^{\theta_{1}-1}(x_{i}-m_{0})^{2}+\sum_{i=\theta_{1}}^{\theta_{2}}(x_{i}-m_{1})^{2}+\sum_{i=\theta_{2}}^{N}(x_{i}-m_{0})^{2}\right]\right\} =$$
(1)  
$$= \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^{N}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^{2}}S_{1}^{N}(\theta_{1},\theta_{2})\right\},$$

где

$$S_1^N(\theta_1,\theta_2) = \sum_{i=1}^N x_i^2 + m_0^2 N + (m_1^2 - m_0^2)(\theta_2 - \theta_1 + 1) - 2m_0 \sum_{i=1}^N x_i - 2(m_1 - m_0) \sum_{i=\theta_1}^{\theta_2} x_i \quad .$$
(2)

Оценки максимального правдоподобия (МП-оценки) для  $\theta_1$  и  $\theta_2$  могут быть найдены, как значения  $\theta_1$  и  $\theta_2$ , максимизирующие (1) или минимизирующие сумму  $S_1^N(\theta_1, \theta_2)$ . Отметим, что функция, аналогичная  $S_1^N(\theta_1, \theta_2)$ , записанная для случая обнаружения одного скачка (оценивания  $\theta_1$ ), совпадает с точностью до множителя, не зависящего от  $\theta_1$ , с известной кумулятивной суммой [1].

Для того, чтобы найти эти оценки, допустим, что шаг дискретизации стремится к нулю, так что дискретная строка изображения заменяется непрерывной функцией x(t),  $t \in (0,T)$ . Тогда суммы превращаются в интегралы, и асимптотическое выражение для целевой функции

$$S(\theta_1, \theta_2) = \int_0^T x^2(t)dt + m_0^2 T + \left(m_1^2 - m_0^2\right) \left(\theta_2 - \theta_1\right) - 2m_0 \int_0^T x(t)dt + 2(m_1 - m_0) \int_{\theta_1}^{\theta_2} x(t)dt$$

Дифференцируя по  $\theta_1$  и  $\theta_2$  и приравнивая частные производные нулю, получим два уравнения правдоподобия

$$-\left(m_1^2-m_0^2\right)+2(m_1-m_0)x(\theta_1)=0, \ \left(m_1^2-m_0^2\right)-2(m_1-m_0)x(\theta_2)=0,$$

откуда  $x(\theta_1) = \frac{m_1 + m_0}{2}$  и  $x(\theta_2) = \frac{m_1 + m_0}{2}$ . Таким образом, МП-оценками для  $\theta_1$  и  $\theta_2$  являются моменты времени  $\theta_1$  и  $\theta_2$ , которые соответствуют пересечению реализацией процесса порогового уровня  $(m_1 + m_0)/2$  снизу вверх и сверху вниз соответственно. Возвращаясь к дискретной постановке задачи, примем в качестве  $\theta_1$  номер отсчета, который первым превысит уровень  $(m_1 + m_0)/2$ ; аналогично, в качестве  $\theta_2$  принимается номер отсчета, который первым окажется меньше  $(m_1 + m_0)/2$  после превышения порога. Это правило далее для краткости называется алгоритмом 1.

Качественной характеристикой эффективности алгоритма может служить полученная путем моделирования и показанная на рис. З зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) оценок  $\theta_1$  (сплошная линия) и  $\theta_2$  (штриховая линия) от СКО процесса  $\sigma$ , отнесенного к разности средних. Были приняты параметры  $m_0 = 0$ ,  $m_1 = 1$ , длина реализации N = 500, скачки происходили при  $\theta_1 = 140$  и  $\theta_2 = 240$ ; количество испытаний 10000. Из графика видно, что при увеличении  $\sigma$  до некоторого значения (в данном эксперименте около 0.09) ошибки не проявляются (вследствие дискретности строки), затем происходит быстрое увеличение СКО ошибки. Это объясняется быстрым ростом вероятности аномальных ошибок, вызванных превышением порога выбросами процесса. При этом с ростом  $\sigma$  ошибка стремится к значению  $-\theta_1$ .

Альтернативный способ оценивания  $\theta_1$  и  $\theta_2$  (далее – алгоритм 2) заключается в непосредственном численном нахождении локальных экстремумов функции  $S_1^N(\theta_1, \theta_2)$  или, что эквивалентно, кумулятивной суммы. Исследование качества алгоритма 2 проводилось путем моделирования реализаций с параметрами, указанными выше, количество испытаний 1000. На рис. 4 приведены характеристики качества оценок  $\mathscr{F}_1$  и  $\mathscr{F}_2$  (сплошная и пунктирная линии соответственно), а на рис. 5 – аналогичные характеристики, полученные после сглаживания функции  $S_1^N(\theta_1, \theta_2)$  фильтром скользящего среднего с апертурой 17 отсчетов.



Рис. 3. Зависимость СКО ошибки МП-оценки от отношения  $\sigma/(m_1 - m_0)$ 



отношения  $\sigma/(m_1 - m_0)$  для алгоритма 2

Рис. 5. Зависимость СКО ошибок от СКО процесса при сглаживании

Как видно из рисунков, ошибки не проявляются при увеличении  $\sigma/(m_1 - m_0)$  до 0,1; затем происходит быстрое увеличение СКО ошибки. Применение сглаживания уменьшает диапазон нулевых ошибок, но зато появляется участок плавного роста СКО ошибки, благодаря чему более чем вдвое расширяется диапазон работоспособности алгоритма. Однако такой алгоритм требует несколько бо́льших вычислительных затрат.

Выше предполагалось, что параметры модели  $\sigma$ ,  $m_0$  и  $m_1$  известны точно. На практике истинные значения параметров обычно неизвестны. Однако современные видеокамеры, применяемые в системе противопожарного мониторинга, имеют механизм автоподстройки, который приводит динамический диапазон наблюдаемого изображения к динамическому диапазону фотоматрицы, благодаря чему уровни яркости изображений леса и дыма на изображениях хотя и не известны точно, но оказываются довольно близки к некоторым средним значениям. Таким образом, предлагаемые алгоритмы могут оказаться работоспособными, если они не очень чувствительны к ошибкам в задании параметров модели. Чувствительность к неточности задания параметров проверялась путем моделирования алгоритмов при помощи программной системы MATLAB. Исследования показали, что при отклонениях параметров от истинных значений на 10–20% алгоритмы сохраняют работоспособность, хотя диапазон допустимых отношений  $\sigma/(m_1 - m_0)$  сужается. В частности, алгоритм 2 (при апертуре фильтра 17) сохраняет работоспособность и приемлемую точность при  $\sigma/(m_1 - m_0)$  менее 0.16, рис. 6.



Рис. 6. Характеристика алгоритма 2 со сглаживанием при неточно заданных параметрах

Практическая применимость алгоритма 2 была проверена на примере строки изображения, приведенной на рис. 2. Были использованы параметры модели  $m_0 = 90$ ,  $m_1 = 110$ . Результатом работы алгоритма явились значения оценок  $\theta_1 = 574$  и  $\theta_2 = 630$ . Очевидно, что для задачи анализа изображения с целью обнаружения дымового облака такая точность вполне достаточна.

Одним из путей дальнейшего повышения устойчивости алгоритмов к неточности задания параметров может быть оценивание параметров  $m_0$  в пределах интервалов  $(0, \oint_1)$  и  $(\oint_2, N)$ , а также  $m_1$  в интервале  $(\oint_1, \oint_2)$  и повторное определение  $\oint_1$  и  $\oint_2$  с использованием полученных оценок  $m_0$  и  $m_1$ .

## Список литературы

1. Васюков В.Н., Подовинников А.Н., Васюков В.В. Программное обеспечение диспетчерского пункта видеосистемы обнаружения лесных пожаров // Сборник научных трудов НГТУ. – 2007. – № 3(49). – С. 69–74.

2. Обнаружение изменения свойств сигналов и динамических систем: Пер. с англ. / под ред. М. Бассвиль, А Банвениста. – М.: Мир, 1989. – 278 с.

## ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ВОЗДУШНОГО СУДНА ПРИ ГРУППОВОМ ПРИМЕНЕНИИ АВИАЦИИ

Д. В. Белых, Д. А. Червань (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж) 394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков, д54а E-mail: dmcher@mail.ru

Рассмотрены основные направления повышения точности оценки местоположения воздушного судна (ВС) на основе многоуровневой организации обмена данными. Одним из перспективных направлений повышения точности оценки местоположения является маневрирование одного из взаимодействующих объектов относительно потребителя навигационной информации, который приводит к улучшению геометрии взаимного расположения.

Анализ особенностей применения авиации показывает, что на различных театрах военных действий (в условиях горной местности и над морем) работа по высокоточным источникам навигационной информации становится невозможной. Отсутствие таких источников приводит к существенному снижению точности оценки местоположения (МП) воздушного судна (ВС), при этом требования к точности сохраняются. В таких ситуациях в качестве источников навигационной информации можно рассматривать взаимодействующие ВС одной тактической группы.

Для повышения точности оценки МП ВС в локальном навигационно-временном поле целесообразно использовать комплексную систему навигации (КСН) в составе системы обмена данными, инерциальной навигационной системы (ИНС) и баровысотомера, построенную на основе синтеза алгоритмов навигационно-временных определений (НВО) методами статистической теории оптимальной нелинейной фильтрации. В основе такого комплексирования, осуществляемого на уровне вторичной обработки навигационной информации, лежит избыточность информации о дальностях между взаимодействующими объектами – ВС и навигационными опорными точками (НОТ).

Один из способов повышения точности оценки местоположения ВС состоит в организации многоуровневой обработки информации в автономной группе, основанной на использовании в навигационном фильтре измерений псевдодальностей до источников информации (ИИ), имеющих более высокую точность оценки местоположения и учете статистических характеристик (дисперсий) погрешностей ИИ при формировании коэффициента усиления децентрализованного фильтра.

Таким образом, на вход децентрализованного алгоритма поступает навигационная информация только от тех ЛА группы (навигационных контроллеров или первичных потребителей (ПП)), которые имеют более высокую точность определения собственных координат, чем определяющийся ЛА (вторичный потребитель (ВП)).

Рассмотрим один из возможных вариантов многоуровневой обработки информации, когда используются две НОТ, два ПП и один ВП (ВП-2ПП-2НОТ). Допустим, что каждый из двух ПП (ПП1 и ПП2) имеет возможность использовать НОТ, МП которых известно и определяется без погрешностей. При этом ПП1 и ПП2 не используют в своих навигационных фильтрах измерение взаимной псевдодальности, поскольку точность оценки координат ПП при работе по двум НОТ составляет первые единицы метров. ВП использует ПП1 и ПП2 в качестве ИИ, причем погрешности оценки МП обоих ПП учитываются в навигационном фильтре ВП передаваемыми рангами точности HBO.

Исследуем точность HBO при реализации алгоритма обработки информации для данного варианта применения группы взаимодействующих BC. При этом рассмотрим случай, когда ПП и BП выполняют полет на одной высоте, параллельными курсами и с одинаковыми скоростями.

Результаты исследований точности оценки текущих координат ВП представлены на рис. 1, где кривая 1 соответствует погрешности оценки координат «х» и «у», а кривая 2

описывает динамику ошибки оценки соответствующих координат. Анализ полученных результатов говорит о том, что погрешность оценки текущих координат ВП  $(2\sigma)$  на рассматриваемом интервале наблюдения составляет порядка 100 м, что в три раза лучше, чем точность его ИНС.

Таким образом, при реализации многоуровневой обработки информации в группе взаимодействующих ВС существует возможность повышения точности НВО ВП по сравнению с точностью ИНС. При этом расходимости процесса фильтрации не наблюдается, поскольку в децентрализованном алгоритме достаточно корректно учитываются статистические характеристики погрешностей ИИ.



Рис. 1. Точность оценки текущих координат ВП при многоуровневой организации обмена данными

Таким образом, в ситуациях, связанных с невозможностью использования всеми ЛА группы достаточного количества НОТ, целесообразно использовать децентрализованный алгоритм обработки навигационной информации при условии многоуровневой организации групповых взаимодействий, когда в качестве ИИ выступают ВС, имеющие более высокий ранг точности.

## Список литературы

1. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.

2. Ярлыков М.С., Миронов М.А. Марковская теория оценивания случайных процессов. – М.: Радио и связь, 1993. – 464 с.

## ДВУХПОЗИЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ НА РАКЕТЕ ПЕЛЕНГА ЦЕЛИ И УГЛОВОЙ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ЛИНИИ ВИЗИРОВАНИЯ

О. В. Смынтына, А. И. Рымов (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж) 394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а E-mail: Rymov69@mail.ru

В статье рассмотрена возможность повышения точности измерения параметров цели полуактивной радиолокационной головкой самонаведения ракеты на этапе самонаведения. Представлен двухпозиционный метод измерения на управляемой ракете с полуактивной радиолокационной головкой самонаведения пеленга цели и угловой скорости вращения линии визирования.

Для выполнения одновременной атаки нескольких воздушных целей управляемыми ракетами (УР) с полуактивными радиолокационными головками самонаведения (ПА РГС)

необходимо обеспечить рациональное распределение временных ресурсов БРЛС истребителя. Проблема обусловлена наивысшим приоритетом интервалов подсвета и "жёсткой" (неуправляемой) временной диаграммой, не учитывающей реальную динамику сближения УР с целью. Противоречие между требуемыми и располагаемыми временными ресурсами обостряется при одновременном пуске нескольких УР. Указанная цель может быть достигнута за счет оптимизации алгоритмов управления подсветом. Дополнительные временные ресурсы, необходимые для выполнения задач одновременного сопровождения и атаки нескольких воздушных целей, могут быть получены за счет снижения частоты обращения БРЛС к атакуемой цели, с учётом требований к устойчивости и точности контура самонаведения УР. Одним из направлений повышения устойчивости является повышение точности измерения параметров цели ракетой на данном этапе.

Для реализации метода пропорционального наведения, широко используемого для наведения ракет [1], необходимо иметь оценки скорости сближения ракеты с целью и угловой скорости вращения линии визирования (ЛВ). Последний параметр в виду конструктивных особенностей РГС УР измеряется с невысокой точностью. Одним из путей повышения точности измерений или получения новой информации является двухпозиционный метод (ДПМ), позволяющий, используя разнесённые свойства измерителей, по результатам одного измерения, произведенного истребителем и УР, получать оценки бортового пеленга цели и угловой скорости вращения ЛВ на ракете. Так как при этом предполагается использовать данные более точных измерителей истребителя, оценка угловой скорости вращения ЛВ может быть получена более точно, чем определяемая в настоящее время с помощью метода численного дифференцирования.

Рассмотрим работу двухпозиционного измерителя угловой скорости вращения ЛВ ракета-цель в горизонтальной плоскости. Его кинематическая схема представлена на рис. 1. На схеме показаны:  $O_{\mu}$ ,  $O_{p}$ ,  $O_{\mu}$  – точки расположения центров масс истребителя, ракеты и цели соответственно;  $X_{o}OZ_{o}$  – нормальная система координат;  $\mathcal{J}_{\mu\mu}$  – дальность истребитель-цель;  $\mathcal{J}_{\mu p}$  – дальность истребитель-ракета;  $\mathcal{J}_{p\mu}$  – дальность ракета-цель;  $\mathcal{J}_{orкл}$  – отклонение ракеты от ЛВ истребитель-цель;  $V_{\mu}$  – скорость полёта истребителя,  $V_{p}$  – скорость полёта ракеты;  $V_{\mu}$  – скорость полёта цели; угол  $\phi_{\mu\mu}$  – пеленг цели на истребителе; угол  $\phi_{\mu p}$  – пеленг ракеты на истребителе; угол  $\phi_{p\mu}$  – пеленг цели на ракете;  $\psi_{\mu}$  и  $\psi_{p}$  – курсы истребителя и ракеты соответственно;  $\psi_{\mu p}$  – направление ЛВ истребитель-ракета;  $\psi_{\mu \mu}$  – направление истребитель-цель;  $\psi_{\mu \mu}$  – направление ракеты;  $q_{\mu \mu}$  – пеленг истребителя на борту ракеты;  $q_{\mu \mu}$  – пеленг истребителя на борту цели;  $q_{\mu p}$  – пеленг ракеты на борту цели,  $\varepsilon_{\mu \mu p}$  – угол между ЛВ истребитель-цель и истребитель-ракета;  $\varepsilon_{\mu \mu \mu}$  – угол между ЛВ истребитель-цель и ракета-цель;  $\varepsilon_{\mu \mu p}$  – угол между ЛВ истребитель-цель и ракета-цель.

Все углы измеряются в нормальной системе координат. Углы курса считаются положительными, если поворот оси ОХ в горизонтальной плоскости, приводящей к её совмещению с вектором скорости ЛА, осуществляется по часовой стрелке [4]. То же правило принято для определения знака углов направлений. При определении знака угла бортового пеленга положительным считаются те, для которых поворот вектора скорости ЛА, приводящий к совмещению с соответствующей линией визирования, также осуществляется по часовой стрелке.

В штатном режиме работы БРЛС истребителя осуществляет измерение дальности до цели Д<sub>иц</sub>, скорости сближения истребителя с целью V<sub>с иц</sub> и пеленга цели  $\phi_{иц}$ . Пилотажнонавигационный комплекс истребителя измеряет курс истребителя  $\psi_{u}$  и скорость его полёта V<sub>u</sub>. РГС ракеты осуществляет измерение скорости сближения ракеты с целью V<sub>c рц</sub> и пеленга цели  $\phi_{pq}$ .

Предполагается дополнительно к штатному режиму осуществлять измерения скорости сближения истребителя с ракетой  $V_{c\ up}$ , дальности истребитель-ракета  $Д_{up}$ , бортового пеленга ракеты на истребителе  $\phi_{up}$ . Для этого необходимо предусмотреть во временной диаграмме работы БРЛС истребителя временной ресурс для сопровождения атакующей ракеты. Предполагается также, что курс полёта ракеты измеряется датчиком курса ракеты.



Рис. 1

Взаимное положение трёх воздушных объектов (цели, истребителя и ракеты) в горизонтальной плоскости может быть достаточно полно отражено системой уравнений [2, 3]

$$\dot{\boldsymbol{\Pi}}_{\boldsymbol{\mu}\boldsymbol{\mu}} = -\boldsymbol{V}_{c \,\boldsymbol{\mu}\boldsymbol{\mu}} = -\boldsymbol{V}_{\boldsymbol{\mu}} \cos(\varphi_{\boldsymbol{\mu}\boldsymbol{\mu}}) - \boldsymbol{V}_{\boldsymbol{\mu}} \cos(\boldsymbol{q}_{\boldsymbol{\mu}\boldsymbol{\mu}}); \tag{1}$$

$$\varphi_{\mu\mu} = \omega_{\Gamma \mu\mu} - \omega_{\mu\mu}; \qquad (2)$$

$$\dot{q}_{\mu\mu} = \omega_{\Gamma \mu\mu} - \omega_{\mu\mu}; \qquad (3)$$

$$\dot{\boldsymbol{\Pi}}_{\boldsymbol{\mu}\boldsymbol{p}} = -\boldsymbol{V}_{\boldsymbol{c}\,\boldsymbol{\mu}\boldsymbol{p}} = -\boldsymbol{V}_{\boldsymbol{\mu}}\,\cos(\varphi_{\boldsymbol{\mu}\boldsymbol{p}}) - \boldsymbol{V}_{\boldsymbol{p}}\,\cos(\boldsymbol{q}_{\boldsymbol{p}\boldsymbol{\mu}})\,; \tag{4}$$

$$\varphi_{\mu p} = \omega_{\Gamma \mu p} - \omega_{\psi \mu}; \qquad (5)$$

$$\dot{\phi}_{\mu p} = \omega_{\Gamma \mu p} - \omega_{\psi \mu}; \qquad (5)$$
$$\dot{q}_{p \mu} = \omega_{\Gamma \mu p} - \omega_{\psi p}; \qquad (6)$$

$$\dot{\Pi}_{p\mu} = -V_{c\,p\mu} = -V_{p}\,\cos(\varphi_{p\mu}) - V_{\mu}\,\cos(q_{\mu p})\,; \tag{7}$$

$$\dot{\phi}_{p\mu} = \omega_{r p\mu} - \omega_{\psi p}; \qquad (8)$$

$$\dot{\mathbf{q}}_{\mu\nu} = \boldsymbol{\omega}_{\mu\nu} - \boldsymbol{\omega}_{\nu\mu}, \qquad (9)$$

где  $\omega_{r uu}$  – угловая скорость вращения ЛВ истребитель-цель;  $\omega_{r up}$  – угловая скорость вращения ЛВ истребитель-ракета;  $\omega_{r p \mu}$  – угловая скорость вращения ЛВ ракета-цель;  $\omega_{\psi \mu}$  – скорость изменения курса истребителя;  $\omega_{\psi p}$  – скорость изменения курса ракеты;  $\omega_{\psi \mu}$  – скорость изменения курса цели.

Пеленг цели на ракете определяется в соответствии с выражением

$$\varphi_{\mathrm{p}\mathrm{u}} = \psi_{\mathrm{p}\mathrm{u}} - \psi_{\mathrm{p}}. \tag{10}$$

Направление ракета-цель и направление истребитель-цель могут быть определены из рис. 1

$$\Psi_{pu} = \Psi_{uu} + \varepsilon_{uup}; \qquad (11)$$

$$\Psi_{\mu\mu} = \Psi_{\mu} + \varphi_{\mu\mu}. \tag{12}$$

Угол между направлениями на цель может быть определен как

$$\varepsilon_{\mu\mu\mu} = \pi - \varepsilon_{\mu\mu\mu} - \varepsilon_{\mu\mu\mu}. \tag{13}$$

Определяются углы треугольника ОиОрОц:

$$\varepsilon_{\mu\nu\rho} = |\phi_{\nu\mu} - \phi_{\nu\rho}|; \qquad (14)$$

$$\varepsilon_{\mu p \mu} = \arcsin\left(\frac{\mathcal{A}_{\mu \mu} \sin(\varepsilon_{\mu \mu p})}{\mathcal{A}_{p \mu}}\right).$$
(15)

Дальность ракета-цель может быть определена по формуле косинусов

$$\mathcal{A}_{pu} = \sqrt{\mathcal{A}_{uu}^2 + \mathcal{A}_{up}^2 - 2\mathcal{A}_{uu}\mathcal{A}_{up}\cos(\varepsilon_{uup})} .$$
(16)

Таким образом, используя разнесённые свойства передатчика подсвета БРЛС истребителя и приёмника РГС ракеты, можно получить значение пеленга цели на ракете, выполняя последовательно вычисления согласно выражениям (12), (14), (16), (15), (13), (11) и (10).

Угловая скорость вращения ЛВ ракета-цель может быть определена по известной формуле [3]

$$\omega_{r p \mu} = \frac{V_p \sin(\varphi_{p \mu}) + V_{\mu} \sin(q_{\mu p})}{\prod_{p \mu}}.$$
(17)

Чтобы воспользоваться (17), необходимо определить скорость полёта ракеты, скорость полёта цели, дальность ракета-цель и пеленг ракеты на цели (ракурс цели).

Скорость полёта ракеты определяется из уравнения (2)

$$V_{p} = -\left(\frac{V_{c \mu p} + V_{\mu} \cos(\varphi_{\mu p})}{\cos(q_{p\mu})}\right).$$
(18)

Пеленг ракеты на истребителе и направление истребитель-ракета определяются из рис. 1 в соответствии с выражениями

$$q_{pu} = \pi - (\psi_{up} - \psi_p); \qquad (19)$$

$$\Psi_{\mu p} = \Psi_{\mu} + \Phi_{\mu p}. \tag{20}$$

Скорость полёта цели определяется из уравнения (7)

$$V_{\mu} = -\left(\frac{V_{c p\mu} + V_{p} \cos(\varphi_{p\mu})}{\cos(q_{p\mu})}\right).$$
(21)

Угол пеленга ракеты на цели (ракурс цели) определяется выражением, полученном при совместном рассмотрении уравнений (1) и (7):

$$q_{\mu p} = \arctan\left(\left(\frac{V_{c \mu \mu} - V_{\mu} \cos(\varphi_{\mu \mu})}{V_{c p \mu} - V_{p} \cos(\varphi_{p \mu})} - \cos(\varepsilon_{\mu \mu p})\right) / \sin(\varepsilon_{\mu \mu p})\right).$$
(22)

Таким образом, алгоритм определения угловой скорости вращения ЛВ ракета-цель ДПМ включает в себя последовательное выполнение вычислений согласно выражениям (12), (14), (16), (15), (13), (11), (10), (20), (19), (18), (22), (21), (17).

Методом статистического моделирования были получены характеристики ДПМ. Результаты исследований представлены на рис. 2–5.





Рис. 3



На рис. 2 представлена зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) измерения  $\phi_{pu}$  от соотношения сигнал/шум (q). Из графика видно, что использование ДПМ для измерения  $\phi_{pu}$  оправдано при отношении сигнал/шум 20–30 дБ. Точность измерения  $\phi_{pu}$  ДПМ не зависит от отклонения ракеты от ЛВ истребитель-цель. Зависимость СКО измерения ДПМ  $\phi_{pu}$  от дальности ракета-цель, представлена на рис. 3. Видно, что до дальностей Д<sub>pu</sub> 20–30 км, точность измерения  $\phi_{pu}$  ДПМ оказывается выше, чем при измерении штатным угломером.

На рис. 4 показана зависимость СКО измерения ДПМ угловой скорости вращения ЛВ от  $Д_{pq}$ . При дальности ракета-цель  $Д_{pq}$  больше 20 км зависимость СКО измерения ДПМ угловой скорости вращения ЛВ  $\sigma_{\omega ppq} < 0.1$  град/с.

ДПМ измерения угловой скорости вращения ЛВ критичен к отклонению ракеты от линии визирования истребитель-цель  $Д_{\text{откл}}$ , однако при  $\overline{D}_{\text{откл}}$ >500 метров характеристики измерителя становятся приемлемыми, что иллюстрирует график зависимости СКО измерения ДПМ угловой скорости вращения ЛВ от  $\overline{D}_{\text{откл}}$ , представленный на рис. 5. Ограничение работоспособности измерителя  $\overline{D}_{\text{рц}}$  15–20 километров, обусловлено тем, что треугольник  $O_{\mu}O_{p}O_{q}$  вырождается при небольшой величине  $\overline{D}_{\text{откл}}$  и малых углах  $\varepsilon_{\text{цир}}$  и  $\varepsilon_{\text{ицр}}$ . Решение треугольника  $O_{\mu}O_{p}O_{q}$  в этих условиях приводит к большим ошибкам.

Таким образом ДПМ измерения угловой скорости вращения ЛВ ракета-цель, в отличие от применяемого в настоящее время метода численного дифференцирования, позволяет осуществлять измерение угловой скорости ЛВ ракета-цель за один интервал измерения на порядок точнее на среднем участке наведения ракеты (до 15–20 километров до встречи с целью). Использование ДПМ для измерения пеленга цели на ракете позволяет более точно осуществлять его измерение, чем штатный угломер до расстояния ракета-цель 20– 30 километров. На конечном участке наведения данные двухпозиционного измерителя могут использоваться для комплексирования с данными существующих измерителей.

### Список литературы

1. Меркулов В.И., Лепин В.Н. Авиационные системы радиоуправления. – М.: Радио и связь, 1997.

2. Максимов М.В., Горгонов Г.И., Чернов В.С. Авиационные системы радиоуправления. – М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1984.

3. Максимов М.В., Горгонов Г.И. Радиоэлектронные системы самонаведения. – М.: Радио и связь, 1982.

4. Микеладзе В.Г., Титов В.М. Основные геометрические и аэродинамические характеристики самолётов и ракет: справочник. – М.: Машиностроение, 1982.

## ИЗМЕРЕНИЕ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ ПО ФЛУКТУАЦИЯМ ПЕРИОДА СИГНАЛА

В. В. Леглер, Е. В. Патюков

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: mailp@mail.ru

Рассмотрены вопросы построения устройств измерения отношения сигнал/шум, основанные на оценке флуктуаций периода исследуемой аддитивной смеси, которые можно использовать при оценке помехоустойчивости радиотехнических систем.

Один из вариантов измерения отношения сигнал/шум, позволяющий оценить помехоустойчивость радиотехнических систем, представляет собой способ анализа аддитивной смеси периодического сигнала с узкополосным шумом, при котором разбивают суммарный интервал времени измерения на отдельные внутренние временные интервалы, содержащие целое число периодов входного сигнала, производят отсчёты периодов входного сигнала и периодов сигнала эталонной частоты, укладывающихся в пределах каждого внутреннего временного интервала, определяют квадрат среднего значения периода входного сигнала за суммарный интервал времени измерения, вычисляют дисперсию временного интервала числа периодов входного сигнала, а значения отношения сигнал/шум (по мощности) определяют по формулам:

$$q^{2} = \frac{T_{cp}^{2}}{2\pi^{2}\sigma_{T}^{2}}, \quad \sigma_{T}^{2} = \frac{1}{K-1} \cdot \sum_{i=1}^{K} (T_{i} - T_{cpn})^{2},$$
$$T_{cp}^{2} = \frac{T_{cpn}}{n}, \quad T_{cpn}^{2} = \sum_{i=1}^{K} T_{i}, \qquad (1)$$

где,  $T_{cp}^{2}$  – квадрат среднего значения периода входного сигнала за суммарный интервал времени измерения;  $T_{cpn}$  – среднее значение временного интервала числа п периодов, укладывающихся в пределах каждого внутреннего временного интервала; п – число периодов, укладывающихся в пределах каждого внутреннего временного интервала;  $T_i$  – отсчёты числа п периодов, укладывающихся в пределах каждого i-го внутреннего временного интервала;  $\sigma_T^2$  – дисперсия временного интервала числа п периодов входного сигнала.

Полученные значения отношения сигнал/шум поступают на индикатор или на ПК для дополнительной обработки.

Для пояснения работы такого метода измерения отношения сигнал/шум, обратимся к варианту построения устройства, структурная схема которого приведена на рис. 1, а на рис. 2 приведён вариант построения блока вычисления дисперсии временных интервалов.



Рис. 1. Структурная схема устройства измерения отношения сигнал/шум (1 – измеритель временных интервалов; 2 – блок вычисления дисперсии; 3 – блок вычисления отношения сигнал/шум; 4 – индикатор)



Рис. 2. Структурная схема блока вычисления дисперсии временных интервалов (5 – измеритель средних значений временных интервалов; 6 – блок вычисления дисперсии; 7 – квадратор)

Для пояснения работы варианта реализации устройства рассмотрим влияние шумов на погрешности измерения периода гармонического сигнала. Под действием шума моменты прохождения напряжения входного сигнала через нулевой уровень формирователя в измерителе внутреннего временного интервала 1 будут флуктуировать. Шумовые флуктуации приводят к изменению длительности суммарного временного интервала Т<sub>н</sub>, включающего в себя n периодов исследуемой смеси. Среднеквадратическая погрешность измерения временного интервала определяется как [1]:

$$\sigma_T = \frac{\sigma_{(\phi_T - \phi_0)} T_{cp}}{2\pi} \quad , \tag{2}$$

где  $T_{cp}$  – средняя длительность периода за временной интервал обрабатываемой смеси  $T_{H}$ ;  $\sigma_{(\phi_T-\phi_0)}$  – среднеквадратическая погрешность разности фаз начала  $\phi_0$  и конца  $\phi_T$  измерительного интервала.

В свою очередь, среднеквадратическая погрешность разности фаз может быть определена по общим правилам для разности случайных величин [1]:

$$\sigma_{(\varphi_T - \varphi_0)} = \sqrt{\sigma_{\varphi_T}^2 + \sigma_{\varphi_0}^2 - 2m_1[\varphi_T \varphi_0]}, \qquad (3)$$

где  $m_1$  – знак математического ожидания произведения реализаций  $\phi_T$  и  $\phi_0$ .

После преобразований, учитывая стационарность сигнала, выражение (3) может быть приведено к виду:

$$\sigma_{(\varphi_T - \varphi_0)} = \sqrt{2}\sigma_{\varphi}\sqrt{1 - K_{\varphi}(T)} , \qquad (4)$$

где K<sub>φ</sub>(T) – коэффициент корреляционной связи обрабатываемого процесса, σ<sub>φ</sub> – среднеквадратическое значение фазовых флуктуаций аддитивной смеси.

Если величина временного интервала  $T_{\rm H}$  больше интервала корреляции  $\tau_{\rm K}$ , т.е.  $T_{\rm H} >> \tau_{\rm K}$ ,  $\tau_{\rm k} = 1/\Delta f$ , где  $\Delta f$  – эффективная полоса спектра аддитивной смеси, тогда выражение (4) можно представить в виде:  $\sigma_{(\phi_T - \phi_0)} = \sqrt{2}\sigma_{\phi}$ , а, учитывая условие превышения сигнал над шумом, получим:  $\sigma_{\phi} = 1/q$ , где  $q = \frac{U_m}{\sqrt{2}\sigma_x}$  – отношение сигнал/шум.

Таким образом, используя отмеченные формулы, получим выражение, позволяющее определить отношение сигнал/шум как

$$q = \frac{T_{cp}}{\sqrt{2}\pi \sigma_T}$$

Для удобства практической реализации возведём *q* в квадрат и получим рабочую формулу оценки отношения сигнал/шум по отношению мощности сигнала и дисперсии (мощности) шума:

$$q^{2} = \frac{T_{cp}^{2}}{2\pi^{2}\sigma_{T}^{2}}$$
(5)

При использовании формулы (5), измеритель временного интервала 1 (рис. 1) должен формировать и измерять внутренние временные интервалы с постоянным целым числом периодов. Длительность внутреннего временного интервала должна быть значительно большей интервала корреляции обрабатываемой смеси. Результатом измерения являются цифровые отсчеты T<sub>i</sub>, соответствующие длительности i-го внутреннего временного интервала Т. В каждом внутреннем временном интервале T<sub>i</sub> укладывается п периодов обрабатываемой смеси. Измеритель внутреннего временного интервала 1 может быть выполнен на базе классического частотомера, работающего в режиме измерения среднего значения измеряемого периода обрабатываемой смеси за n измеряемых периодов, без последующего деления на n. Цифровые отсчёты T<sub>i</sub>, получаемые на выходе измерителя внутреннего временного интервала 1, поступают на вход блока вычисления дисперсии временных интервалов 2. Полученные цифровые отсчёты Т<sub>і</sub> подвергаются статистической обработке в блоке 2 для определения дисперсии длительности временных интервалов  $\sigma_T^2$  и квадрата среднего значения длительности периода обрабатываемой смеси  $T_{cp}^2$ . Работа устройства вычисления дисперсии временных интервалов 2 основана на использовании способа обработки результата К измерений длительности временных интервалов, обеспечивающего несмещённую оценку:

$$\sigma_T^2 = \frac{1}{K-1} \sum_{i=1}^K (T_i - T_{cpn})^2 .$$

Среднее значение длительности периода обрабатываемой смеси  $T_{cp}$  вычисляется по формуле  $T_{cp} = \frac{1}{n} T_{cpn}$ .

Полученные значения с выходов блока вычисления дисперсии 2 преобразуются согласно приведенным формулам в величину  $q^2$  – отношение сигнал/шум в блоке вычисления отношения сигнал шум 3, который может быть реализован из стандартных, последовательно соединенных делителя и умножителя, а полученный результат поступает на индикатор 4 или в ПК для последующей обработки.

## Список литературы

1. Тузов Г.И. Выделение и обработка информации в доплеровских системах / Г.И. Тузов. – М, 1967. – 255 с.

2. Патент № 2399923. Способ измерения отношения сигнал/шум / В.В. Леглер, В.Г. Патюков, Е.В. Патюков; заявитель и патентообладатель СФУ // Опубл.: 20.09.2010. – Бюл. № 26.

## ДЕЛЬТА-СИГМА МОДУЛЯТОРЫ FF3 И FB3 СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С ДРОБНЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ

И. Ю. Лапаев, И. Е. Куликов, Н. М. Тихомиров (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж) 394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54 а E-mail: n.tikhomirov@bk.ru

Рассмотрены модели 2 типов дельта-сигма модуляторов третьего порядка FF3 и FB3 в подсистеме Simulink системы MATLAB. Представлены системы разностных уравнений, описывающих дельта-сигма модуляторы. Рассматривается уровень помех в синтезаторах частот с дробными делителями частоты.

В настоящее время подавляющее большинство современных синтезаторов (СЧ) частот строится на основе методов активного косвенного синтеза с использованием системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ), обладающих высоким быстродействием при достаточно низком уровне паразитных составляющих в спектре выходных сигналов и широком диапазоне рабочих частот. Обычно в качестве делителей таких СЧ используется делитель с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД), наличие которого приводит к наличию помех дробностей (ПД).

Расчеты уровней ПД на выходе СЧ с ДДПКД и дельта-сигма модулятора (ДСМ) по линейной модели [1] показывают высокую эффективность применения ДСМ, однако система ИФАПЧ имеет ряд нелинейностей, которые ухудшают ослабление уровня спектральных составляющих ПД: пороговый характер работы ДДПКД [2] и неравенство токов накачки при использовании импульсного частотно-фазового детектора (ЧФД). Из-за нелинейностей происходит трансформация высокочастотных составляющих помех, генерируемых ДСМ со структурой MASH (Multitage noise Shaping), в низкочастотную область (полосу пропускания системы ИФАПЧ).

При этом «коэффициент преобразования» этих помех для MASH 4-го порядка больше, чем для MASH 3-го порядка [3]. Если учесть, что ДСМ 2-го порядка сами генерируют сравнительно «большие» уровни ПД, то наиболее пристальный интерес представляет исследование СЧ с ДСМ 3-го порядка различного типа.

Для ДСМ 3-го порядка исследуется ИФАПЧ 5-го порядка с передаточной функцией

$$G_{\Phi A \Pi}(s) = \frac{\Phi_{y}(s)}{\Phi_{0}(s)} = \frac{\omega_{\rm b}^{2}(T_{\rm l}s+1)}{s^{2} \sum_{i=2}^{4}(T_{i}s+1)},$$

где  $\Phi_{y}(s)$  – фаза сигнала на выходе ДДПКД  $e_{c}(t)$ ;  $\Phi_{0}(s)$  – фаза сигнала опорного генератора  $e_{0}(t)$ ;  $\omega_{E} = \sqrt{\frac{k_{\phi}i_{M}S_{y}}{N_{0}}}$  – базовая частота;  $i_{M}$  – амплитуда тока накачки ЧФД;  $T_{1}, T_{i}$  – некоторые постоянные времени, определяемые методом параметрического синтеза системы ИФАПЧ с использованием показателя колебательности M [2, 3].  $T_{1} = \frac{1}{\omega_{E}} \sqrt{\frac{M}{M-1}}$ ,

$$\sum T_i = \frac{\sqrt{(M-1)M}}{\omega_{\scriptscriptstyle B}(M+1)}, \ T_2 \approx T_3 \approx T_4, \text{ а } \omega_{\scriptscriptstyle B} \ \text{связана с частотой среза } f_{\rm CP} = \frac{\omega_{\scriptscriptstyle B}}{2\pi} \sqrt{\frac{M-1}{M}}.$$

Во всех вариантах задавалась  $f_{CP} = 10$  кГц, M = 1.3. Частота опорного сигнала  $f_R$  (частота тактирования ДСМ) во всех случаях задавалась равной 20 МГц, *diifd* = 1.02, уровень входного сигнала ДСМ X = 1, емкость накапливающего сумматора в ДСМ принима-

лась равной  $m = 2^{18}$ . Длина *FFT*-преобразований (в элементах Buffer2 и FFT2), используемых при анализе спектров сигналов, принималась равной  $2 \times 2^{18}$ . Минимальная частота помехи, генерируемой модулятором, равна  $f_{\min} = 20 \text{ M}\Gamma \text{u}/2^{19} \approx 40 \Gamma \text{u}$ . Значения спектральных составляющих фазы выходного сигнала СЧ передавались в рабочую область MAT-LAB с помощью элемента To WorkSpace, а их число регулировалось элементом Fcn2. Девиация фазы выходного сигнала СЧ вычислялась с помощью элемента Standard Deviation и отображалась на дисплее Display6.

Рассмотрим более подробно структуры и работу ДСМ. На рис. 1 приведена блоксхема ДСМ MASH *k*-го порядка, его линейных и нелинейных подсистем.

На рис. 2 приведена линеаризованная схема ДСМ FF3 третьего порядка.



Рис. 1. Блок-схема ДСМ MASH k-го порядка



Рис. 2. Линеаризованная схема ДСМ FF3 третьего порядка

Разностное уравнение, описывающее ДСМ FF3, имеет вид

$$S[n] = 3S[n-1] - 3S[n-2] + S[n-3] - 2Y[n-1] + 3Y[n-2] - 1.25Y[n-3] + 2(1/m)X[n-1] - 3(1/m)X[n-2] + 1.25(1/m)X[n-3],$$

где S, Y – сигналы на входе и выходе «многобитового» квантователя Rounding Function 1, Y = fix(S), где fix(x) – операция округления до ближайшего целого по направлению к нулю.

Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели ДСМ FF3 определяются из выражения

$$Y(z) = \frac{X(z)}{m} \frac{z^{-1}(2 - 3z^{-1} + 1.25z^{-2})}{1 - z^{-1} + 0.25z^{-2}} + Q(z) \frac{(1 - z^{-1})^3}{1 - z^{-1} + 0.25z^{-2}},$$

где Q(z) – шумы квантования квантователя Rounding Function 1.

На рис. 3 приведена линеаризованная схема ДСМ FB3 третьего порядка.



Рис. 3. Линеаризованная схема ДСМ FB3 третьего порядка

Разностное уравнение, описывающее ДСМ FB3, имеет вид

$$S[n] = 3S[n-1] - 3S[n-2] + S[n-3] - 3Y[n-1] - 3Y[n-2] - - Y[n-3] + (1/m)X[n-1].$$

Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели ДСМ FB3 определяются из выражения

$$Y(z) = \frac{X(z)\frac{z^{-1}}{m(1-z^{-1})^{k}}}{1+\frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})^{k}}\sum_{i=0}^{k-1}(1-z^{-1})^{i}} + Q(z)\frac{1}{1+\frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})^{k}}\sum_{i=0}^{k-1}(1-z^{-1})^{i}} = \frac{X(z)}{m}z^{-1} + Q(z)(1-z^{-1})^{k},$$

где Q(z) – шумы квантования квантователя Rounding Function 1.

На рис. 4 приведены фазовые спектры сигнала на выходе ЧФД при использовании ДСМ FF3, FB3 и наличии неравенства токов накачки *diifd* = 1.02. На рис. 5 приведены фазовые спектры сигналов на выходе СЧ при использовании ДСМ FF3, FB3 и неравенстве токов накачки *diifd* = 1.02 и частоте среза системы ИФАПЧ  $f_{CP} = 10$  кГц. Пунктирной линией показана логаримическая амплитудно-частотная характеристика замкнутой системы ИФАПЧ  $|G(jf)| = |G_{\phi AII}(jf)| + G_{\phi AII}(jf)|$ .



Рис. 4. Фазовый спектр сигналов ДСМ FF3 и FB3 при неравенстве токов накачки diifd = 1.02



Рис. 5. Фазовый спектр сигналов на выходе СЧ<sub>ФАПЧ</sub> при использовании ДСМ FF3 и FB3, неравенстве токов накачки *diifd* = 1.02 и частоте среза  $f_{CP} = 10.0e + 3 \Gamma_{II}$ 

На рис. 6 в логарифмическом масштабе по обеим осям приведены рассчитанные с использованием модели ИФАПЧ (рис. 2) зависимости (за исключением  $STD_R$ ) среднеквадратического отклонения (стандартной девиации STD) фазы сигналов  $STD_{F3}$ ,  $STD_{FB3}$  на выходе СЧ в градусах от отношения  $f_{CP}/f_R$  при использовании ДСМ FF3, FB3 и неравенстве токов накачки *diifd* = 1.02 [4].



Рис. 6. Зависимости стандартной девиации фазы сигналов  $STD_{FF3}$ ,  $STD_{FB3}$  и  $STD_R$  на выходе CU от  $f_{CP} / f_R$ при использовании ДCM FF3 и FB3 и неравенстве токов накачки *diifd* = 1.02

**Выводы**. В работе исследованы СЧ с системами ИФАПЧ с использованием в ДДПКД двух типов ДСМ 3-го порядка, предложены разработанные в подсистеме Simulink системы MATLAB модели этих типов модуляторов и нелинейной импульсной системы ИФАПЧ. В результате анализа графиков на рис. 6 следует, что наибольшей девиацией фазы STD для значений  $f_{\rm CP}/f_{\rm R} > 0.005$  обладает СЧ с ДСМ FB3, а наименьшей девиацией фазы STD при наибольшей частоте среза обладает CЧ с ДСМ FF3. Расчетная кривая STD<sub>R</sub> близка к кривой STD<sub>FB3</sub> для области частот  $f_{\rm CP} / f_{\rm R} > 0.004$  (ошибка не превышает 10 %).

## Список литературы

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

2. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.

3. Романов С.К., Марков И.А. Определение помех дробности в синтезаторах частот с системами ФАПЧ, использующие дельта-сигма модуляторы в дробных делителях частоты // Теория и техника радиосвязи. – 2006. – № 1. – С. 97–102.

4. Романов С.К., Матицина А.И., Тихомиров Н.М. О влиянии рассогласования токов накачки импульсного частотно-фазового детектора на спектр помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты // Теория и техника радиосвязи. – 2008. – № 1. – С. 5–11.

## АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА СОПРОВОЖДЕНИЯ ЦЕЛЕЙ БОРТОВОЙ РЛС С ФАР

### Д. С. Фокин, А. И. Рымов (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж) 394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а E-mail: Rymov69@mail.ru

В статье рассмотрена возможность управления временными ресурсами бортовой РЛС с ФАР. Представлен алгоритм оптимального планирования процесса сопровождения бортовой РЛС с ФАР с целью минимизации временных затрат на сопровождение при заданной точности измерителей.

В радиолокации применяется сопровождение целей по угловым координатам, скорости сближения и дальности. Процесс сопровождения целей в существующих бортовых радиолокационных станций (РЛС) с фазированными антенными решётками (ФАР) имеет жесткую временную диаграмму работы, не учитывающую для каждой цели её характеристик (эффективной поверхности отражения (ЭПО), скорости сближения и дальности до цели). При этом на сопровождение каждой цели затрачивается одинаковое количество времени [1]. Поэтому актуальным является направление построения алгоритма оптимального планирования процесса сопровождения с целью минимизации временных затрат на сопровождение при заданной точности измерителей или с целью максимизации точности измерений при заданных временных затратах.

Возможность одновременного сопровождения нескольких целей основана на известной теореме Котельникова, в соответствии с которой всякая непрерывная функция времени может быть представлена значениями, измеренными в дискретные моменты времени, отстоящие друг от друга на интервал  $T_c$ , отвечающий условию:

$$T_c \le 1/2 F_{\max},\tag{1}$$

где  $F_{\text{max}}$  - верхняя граничная частота спектра непрерывной функции.

Как показали исследования многих авторов [1, 2], оптимальное планирование работы измерительных средств следует осуществлять в предположении, что обработка измерительной информации ведётся по алгоритму основанному на применении аппарата калмановской фильтрации, при котором запоминанию подлежат только оценки вектора состояния цели и апостериорной корреляционной матрицы ошибок фильтрации в k-тые моменты времени, что позволяет снизить требование к ёмкости памяти экстраполирующего фильтра. Для дискретных процессов при наличии наблюдений алгоритм оптимальной дискретной калмановской фильтрации с управляемыми радиолокационными наблюдениями описывается следующими рекуррентными соотношениями [2]:

$$\mathscr{K}_{i}(k) = X_{_{\mathfrak{I}i}}(k) + K_{_{\mathsf{TM}i}}(k)[Y_{i}(k) - H_{i}(k)X_{_{\mathfrak{I}i}}(k)], \qquad \mathscr{K}_{i}(0) = m_{_{X_{i0}}};$$
(2)

$$X_{i}(k) = \Phi_{i}(k, k-1) \hat{X}_{i}(k-1);$$
(3)

$$K_{{}^{\mathsf{TM}_i}}(k) = D_{{}^{\mathfrak{I}}}(k)H_i(k)\gamma_{ir}(k)[H_i(k)D_{{}^{\mathfrak{I}}}(k)H_i(k) + D_{\eta i}(k)]^{-1};$$
(4)

$$D_{\text{TM}_{i}}(k) = D_{\text{J}_{i}}(k) - K_{\text{TM}_{i}}(k)H_{i}(k)D_{\text{J}_{i}}(k), \qquad D_{\text{TM}_{i}}(0) = D_{\text{TM}_{i0}}.$$
(5)

$$D_{3i}(k) = \Phi_i(k, k-1)D_{\mathrm{TM}_i}(k-1)\Phi_i(k, k-1) + D_{\varepsilon_i}(k).$$
(6)

В этих уравнениях:  $\hat{X}_i(k)$  – апостериорное математическое ожидание (оценка) состояния X<sub>i</sub>(k) после измерения;  $X_{_{3i}}(k)$  – априорное математическое ожидание (экстраполяция) состояния X<sub>i</sub>(k);  $\Phi_i(k,k-1)$  – переходная матрица; K<sub> $\phi i</sub>(k)$ - матрица коэффициентов усиления фильтра; D<sub> $\phi i$ </sub>(k) – апостериорная корреляционная матрица ошибок фильтрации; D<sub>3i</sub>(k) – априорная корреляционная матрица ошибок экстраполяции.</sub></sub>

Точность фильтрации характеризуется дисперсией ошибок предсказания (экстраполяции) и дисперсией ошибок фильтрации на предыдущем такте, которые, в свою очередь, зависят от темпа поступления и точности радиолокационных измерений, проводимых при определенном соотношении сигнал/шум и известных свойствах измерителей.

Таким образом, параметры временной диаграммы работы БРЛС определяют качество сопровождения цели, гарантирующее её попадание в объёмный строб пространства, формируемый БРЛС в экстраполированной точке [3].

Управление временными ресурсами бортовой РЛС истребителя может быть организовано на основании измерения (наблюдения) характеристик вектора состояния. Динамика изменения состояния системы описывается векторным уравнением состояния, которое может быть записано в форме Коши. Состав уравнения состояния определяется математической моделью, характеризующей параметры относительного движения истребителя и цели, динамику поведения объектов и инерционные элементы управляющих устройств. Поэтому необходимо также учитывать алгоритм оценки характеристик вектора состояния [1].

Если считать, что сопровождение атакуемой воздушной цели (ВЦ) происходит в штатном режиме работы станции, то говорить об экономии временных затрат можно, если суммарные затраты будут меньше, чем в штатном режиме. Поэтому при оптимизации алгоритмов управления временными ресурсами бортовой РЛС желательно оптимизировать временные затраты на сопровождение ВЦ. Предполагается, что на интервале (0, T) за системой осуществляется наблюдение посредством измерения l-мерного вектора y(t). Модель измерений при этом имеет следующий вид:

$$y = \gamma H x + \eta , \tag{7}$$

где H(t) – матрица размером (l×n);  $\eta(t)$  – белый шум с невырожденной матрицей интенсивности  $D_{\eta}(t)$ ;  $\gamma(t)$  – некоторая скалярная функция. Возможность планирования процесса наблюдения состоит в неоднозначности задания функций  $\gamma(t)$  и H(t) в уравнении (7). При этом  $\gamma(t)$  формализует программу работы измерительных средств во времени, H(t) – состав измеряемых параметров. Совокупность  $\gamma(t)$  и H(t) называют планом измерений –  $\{\gamma(t), H(t)\}$ . Функция  $\gamma(t)$  должна удовлетворять ограничению:

$$\gamma(t) \in \Gamma, \ \Gamma = \{0,1\}; \tag{8}$$

Применительно к задачам оптимизации процесса наблюдения обоснована достаточность принципа максимума. Таким образом, получаемые на его основе необходимые условия оптимальности и будут являться достаточными. В соответствии с принципом максимума составляют гамильтониан:

$$\mathbf{H} = -\alpha \gamma + \gamma \boldsymbol{\psi}_{s}^{T} R q + \boldsymbol{\psi}_{a}^{T} V s , \qquad (9)$$

где *а* – множитель Лагранжа.

Из условия максимума гамильтониана по  $\{\gamma(t), H(t)\}$  находят структуру оптимального управления:

$$\widetilde{\gamma}(t) = \begin{cases} 1, \widetilde{M}(t) \ge \alpha; \\ 0, \widetilde{M}(t) \le \alpha, \end{cases},$$
(10)

где  $\widetilde{M}(t)$  – так называемая программная функция. Следовательно, программную функцию  $\widetilde{M}(t)$  и условие для определения матрицы  $\widetilde{H}(t)$  можно записать в виде:

$$\widetilde{M}(t) = q^T R q; \tag{11}$$

$$\widetilde{H}(t) = \arg\max M(t) = \arg\max_{H \in \mathbb{Z}} q^T R q.$$
 (12)

Причем, необходимо подобрать такой начальный вектор (вектор параметров) s(0), чтобы управление  $\{\gamma(t), H(t)\}$  переводило систему из начального состояния в конечное. С учетом этого окончательный алгоритм построения оптимального плана измерений будет определяться следующей последовательностью действий:

1. Обосновать объём и конкретный вид априорной информации.

2. Выбрать критерий оптимальности.

~ /

3. Сформировать алгоритмы управления временными ресурсами бортовой РЛС истребителя при сопровождении ВЦ.

Для определения требуемых моментов начала и длительности сопровождения каждой ВЦ используется информация об оцененных параметрах движения ВЦ и дисперсии ошибок фильтрации после проведения измерения. Для проверки наличия противоречий между требуемыми моментами обращения к сопровождаемым объектам с учётом их длительностей, устранения возникающих противоречий путём изменения моментов начала следующих тактов обращения к сопровождаемым объектам и формирования матричной функции  $\gamma(t)$ , формализующей работу измерительных средств во времени, используется алгоритм составления расписания работы бортовой РЛС истребителя. Используя соответствующие экстраполированные значения положения сопровождаемого объекта и  $\gamma(t)$ , устройство управления лучом осуществляет установку луча ФАР бортовой РЛС истребителя в заданную точку пространства и передачу в соответствии с выбранным режимом работы радиолокационного сигнала сопровождения. Так как при определении требуемых моментов начала сопровождения используются максимально возможные интервалы между проведением наблюдений, будет достигнут минимум временных затрат бортовой РЛС.

### Список литературы

1. Шишов Ю. А., Ворошилов В.А. Многоканальная радиолокация с временным разделением каналов. – М.: Радио и связь, 1987.

2. Малышев В.В., Красильщиков М.Н., Карлов В.И. Оптимизация наблюдения и управления летательных аппаратов. – М.: Машиностроение, 1989.

 Радиолокационные системы многофункциональных самолётов. Т.1. РЛС - информационная основа боевых действий многофункциональных самолётов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2006.

## ИЗМЕРЕНИЕ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ НА ОСНОВЕ ФАЗОВЫХ ФЛУКТУАЦИЙ СИГНАЛА

А. А. Силантьев, В. Г. Патюков (научный руководитель)

Железногорский филиал СФУ 662971, Красноярский край, г. Железногорск, ул. Кирова 12а E-mail: artyom183@mail.ru

Рассмотрены вопросы синтеза устройств измерения отношения сигнал/шум, основанные на оценке фазовых флуктуаций, применительно к различным радиотехническим системам.

Шумы представляют одну из проблем в науке и технике, поскольку определяют нижние пределы, как в отношении точности выполняемых измерений, так и в отношении величины сигналов, содержащих информационные сообщения.

Отношение сигнал/шум (или – SNR, Signal-to-Noise Ratio) – безразмерная величина, равная отношению мощности полезного сигнала к мощности шума, определяемая как:

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} = \left(\frac{U_s}{U_n}\right)^2,$$

где  $P_s$  и  $U_s$  – средняя мощность и амплитуда сигнала, а  $P_n$  и  $U_n$  – средняя мощность и среднеквадратическое значение помехи. Рассматриваемые сигналы измеряются в полосе пропускания радиотехнической системы.

Обычно отношение сигнал/шум выражается в децибелах и чем больше это отношение, тем меньше шум влияет на характеристики системы:

$$SNR(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_s}{P_n} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{U_s}{U_n} \right)^2.$$

Высокое отношение сигнал/шум на выходе приёмника означает высокое качество связи аналоговых систем и низкую вероятность ошибки цифровых систем. В исследуемых устройствах используются достаточно сложные преобразования при нахождении параметров шума или сигнала, что сказывается на точности измерений. Поэтому задача разработки устройства, которое непосредственно выполняет оценку SNR, является актуальной.

При обработке сигналов в радиотехнических системах, и, в частности радионавигационных системах ГЛОНАСС или GPS, оценка частотно-временных параметров выполняется в условиях воздействующих помех и одной из основных задач является оценка отношения сигнал/шум. Одной из распространенных моделей исследуемых процессов, действующих в таких системах, является аддитивная смесь гармонического сигнала и узкополосного случайного процесса, центральная частота энергетического спектра которого в частном, но широко распространённом на практике, случае совпадает с частотой гармонического сигнала:  $x(t) = s(t) + \xi(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + A(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)]$ , где  $U_m$ ;  $\omega_0$  и  $\varphi_0$  – амплитуда, угловая частота и начальная фаза сигнала, которые в общем случае могут быть модулированы полезным сообщением, а A(t) и  $\theta(t)$  – огибающая и фаза случайного процесса  $\xi(t)$ . Рассматриваемую модель аддитивной смеси можно представить в виде  $x(t) = U(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U(t)\cos\Phi(t)$ , где  $U(t), \varphi(t)$  и  $\Phi(t)$  – огибающая, случайная фаза и полная фаза аддитивной смеси. Случайный характер процесса  $\varphi(t)$  обусловлен в основном аддитивным шумом, а статистические характеристики зависят от отношения сигнал/шум и определяют мощность фазовых флуктуаций. Поэтому, выполняя оценку мощности фазовых флуктуаций можно определить сложившееся отношение сигнал/шум.

При стационарных флуктуациях фазы исследуемого сигнала плотность распределения фазы может быть представлена рядом Фурье вида [1]:

$$\omega(\varphi) = \frac{1}{2\pi} [1 + 2\sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos k(\varphi - \varphi_0)],$$
(1)

где  $C_k = \frac{\Gamma(1+\frac{k}{2})}{k!2^{\frac{k}{2}}} V_1^k F_1(\frac{k}{2}; k+1; -\frac{V_m^2}{2}); \Gamma(\cdot)$  – гамма-функция;  $_1F_1(\cdot)$  – вырожденная гипергеометрическая функция, а нормированную амплитуду огибающей аддитивной смеси и нормированную амплитуду сигнала можно представить как  $V = U/\sigma$ ,  $V_m = U_m/\sigma$ , где  $\sigma^2 = \sigma_{\xi}^2 = W_0 F_9$  – мощность шума в рассматриваемой системе,  $W_0$  – интенсивность энергетического спектра шума действующего на входе системы, а  $F_3$  – эффективная полоса пропускания. Безусловная плотность распределения (1) полностью определяется коэффициентами  $C_k$ , значения которых зависят от единственного параметра  $V_m$ . Вид безусловного распределения определяет величину среднеквадратического значения фазовых флуктуаций и в основном участками суммарного процесса с малыми значениями огибающей адитивной смеси, вероятность появления которых  $\omega(V)$  достаточно велика и имеет суще-

ственное значение, поскольку 
$$\omega(\varphi) = \int_{0}^{\infty} \omega(\varphi/V)\omega(V)dV$$
, где  $\omega(\varphi/V)$  – условная плотность



Рис. 1. Структурная схема устройства

распределения фазы аддитивной смеси.

На основе анализа вероятностных характеристик фазовых флуктуаций аддитивной смеси разработано устройство измерения отношения сигнал/шум [2], упрощённая структурная схема которого приведена на рис. 1, содержащая основные блоки – приёмник (2), измеритель фазы (3), блок вычисления дисперсии фазы (4), блок вычисления отношения сигнал/шум (5) и индикатор (6).

Работа устройства сводится к следующему. Аддитивная смесь полезного сигнала и узкополосного шума формируется обеспечивающей несмещённую оценку  $\sigma_{\varphi_{\pi}}^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N} (N_i - N_{cp})^2$ , где  $N_i$  – цифровые от-

счёты фазы, N – количество усредняемых отсчётов,  $N_{cp}$  – среднее численное значение фазы смеси. Полученная формула при N>>1 преобразуется к виду, удобному для практиче-

ской реализации  $\sigma_{\phi a}^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N N_i^2 - N_{cp}^2$ . В рассматриваемом устройстве для заданного

диапазона значений дисперсии фазы, соответствующих определённому значению отношения сигнал/шум, предварительно выполняется расчёт, результаты которого помещаются в запоминающее устройство блока вычисления отношения сигнал/шум с необходимой дискретностью. В рассмотренном устройстве измерения отношения сигнал/шум реализован оптимизированный алгоритм оценки дисперсии фазы, позволяющий повысить точность оценки и упростить реализацию устройства SNR, что в конечном результате позволяет вести оперативный контроль за измеряемыми параметрами сигналов в радиотехнической системе.

#### Список литературы

1. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.

2. Патент № 2341808. Устройство измерения отношения сигнал/шум / Леглер В. В., Патюков В.Г., Патюков Е.В.; заявитель и патентообладатель СФУ // Опубл.: 20.12.2008. – Бюл. № 35.

# МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ ТОЧЕЧНОЙ ЦЕЛИ ПРИ ПОДПОВЕРХНОСТНОМ ЗОНДИРОВАНИИ

И. Н. Шевченко, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: Ivan88kozerrr@yandex.ru

Рассматривается метрологическое обеспечение измерения координат точечной цели при подповерхностном зондировании посредством излучения зондирующего сигнала в подповерхностное пространство и приеме отраженного от точечной цели сигнала тремя антеннами, расположенными в вершинах прямоугольного треугольника. Оцениваются погрешности дискретного определения координат точечной цели.

Целью подповерхностного зондирования является обнаружение, определение местоположения и классификация объектов и структур искусственного и естественного происхождения, находящихся под слоем диэлектрического материала (почва, скальные породы, пресная или морская вода, биологические ткани и т.д.). Возможность "просвечивания" литосферных слоев с помощью радиоволн была установлена еще в 1910–1911 гг. немецкими учеными Г. Лови и Г. Леймбахом. Интенсивное начало работ по подповерхностному зондированию, как в отечественной, так и в зарубежной истории, восходит примерно к 60-70-м годам 20 века [1–3]; в то время появилось множество георадаров.

Накопленный опыт применения устройств подповерхностного зондирования с целью решения инженерно-геологических, технических, экологических, археологических задач показывает, что в целом возможно получение удовлетворительных результатов при использовании универсальных методических приемов, стандартных процедур обработки и доступных способов интерпретации.

Большое значение имеют задачи определения координат точечной цели при подповерхностном зондировании радиолокационными методами, включая гидролокацию, георадиолокацию, а так же, ультразвуковые исследования (УЗИ) состояния внутренних органов и структур человека. Анализ научно-технической и патентной литературы показал, что на данный момент существует много методов и устройств подповерхностного зондирования [4–9].

Метод георадиолокационного подповерхностного зондирования (в общепринятой терминологии – георадиолокация, в англоязычной литературе этот метод называется «Ground Penetrating Radar» или GPR) основан на исследовании эффектов распространения электромагнитных волн в среде. Метод гидролокации основан на использовании звуковых волн в водной среде. Метод УЗИ основан на излучении и приеме отраженных ультразвуковых волн при распространении в биологических тканях и используется в медицине для целей диагностики и терапии.

Большинство современных радаров и устройств подповерхностного зондирования основаны на использовании линейной антенной системы в составе двух и более антенн, что позволяет с достаточной точностью определять глубину залегания цели лишь в частном случае, когда цель расположена в одной плоскости с антенной системой [8,9]. Поэтому актуальной является задача определения координат при произвольном расположении точечной цели в подповерхностном пространстве. Эта задача может быть решена при использовании антенной решетки с пространственным расположением антенн.

Целью данной работы является разработка метрологического обеспечения измерения координат точечной цели при подповерхностном зондировании, когда на поверхности исследуемого пространства расположены три антенны в вершинах прямоугольного треугольника.



Рис. 1. Геометрия подповерхностного зондирования при расположении в исследуемом пространстве точечной цели для случая трех приемных антенн

Пусть антенна, расположенная в вершине прямого угла треугольника является приемоизлучающей и имеет координаты  $x_0$ ,  $y_0$ , а две другие антенны, расположенные в позициях  $x_1$ ,  $y_0$  и  $x_0$ ,  $y_1$ , только приемные. В общем случае точечная цель А находится в точке с координатами  $x_A$ ,  $y_A$  сдвинутыми по осям х,у относительно приемоизлучающей антенны, и не совпадающими ни с одним дискретным положением разнесенных антенн. Глубину расположения цели А обозначим  $z_A$  (рис. 1).

Время движения зондирующего сигнала от точки x<sub>i</sub>, y<sub>j</sub> до цели

$$t_{i,j} = \frac{1}{V} \sqrt{(x_i - x_A)^2 + (y_j - y_A)^2 + z_A^2}, \qquad (1)$$

где i = 0, 1; j = 0, 1 -отличают положения антенн, разнесенных относительно друг друга, V -скорость распространения зондирующего сигнала в подповерхностном пространстве.

Для частного случая, когда  $x_A = x_i$ ,  $y_A = y_j$ , глубина залегания точечной цели  $z_A = Vt_{i,j}$ , что соответствует физическим представлениям. Для общего случая, когда  $x_A \neq x_i$ ,  $y_A \neq y_j$ , геометрическим местом точек, равноудаленных на измеренное значение  $Vt_{i,j}$  относительно точки  $x_i$ ,  $y_j$  является сфера. Это значит, что отражающий объект может находиться в любой точке этой сферы. Искомые координаты  $x_A$ ,  $y_A$ ,  $z_A$  определяются в точке пересечения трех сфер, описываемых радиусами  $Vt_{0,0}$ ,  $Vt_{0,1}$  и  $Vt_{1,0}$ . Для нахождения координат  $x_A$ ,  $y_A$ ,  $z_A$  необходимо решить систему уравнений

$$\begin{cases} (x_A - x_0)^2 + (y_A - y_0)^2 + z_A^2 = (Vt_{0,0})^2; \\ (x_A - x_1)^2 + (y_A - y_0)^2 + z_A^2 = (Vt_{1,0})^2; \\ (x_A - x_0)^2 + (y_A - y_1)^2 + z_A^2 = (Vt_{0,1})^2. \end{cases}$$
(2)

Общая точка уравнений системы (2) имеет искомые координаты

$$x_A = \frac{(t_{1,0}^2 - t_{0,0}^2)}{K1} + K2, \qquad (3)$$

$$y_A = \frac{(t_{0,1}^2 - t_{0,0}^2)}{K3} + K4, \qquad (4)$$

$$z_{A} = \sqrt{\left(Vt_{0,0}\right)^{2} - \left(x_{A} - x_{0}\right)^{2} - \left(y_{A} - y_{0}\right)^{2}},$$
(5)

здесь  $KI = \frac{2(x_0 - x_1)}{V^2}$  и  $K3 = \frac{2(y_0 - y_1)}{V^2}$  – постоянные коэффициенты с размерностью [c<sup>2</sup>/м],  $K2 = (x_1 + x_0)/2$  и  $K4 = (y_1 + y_0)/2$  – постоянные коэффициенты с размерностью [м]. В (5) используется только положительное значение квадратного корня.

Источником информации при определении (3), (4) и (5) является измерение переменных  $t_{0,0}$ ,  $t_{0,1}$  и  $t_{1,0}$ . Наиболее перспективно использовать для измерительных целей и последующей обработки цифровые методы, которые сопровождаются погрешностями меры, преобразования и погрешностью дискретного определения переменных  $t_{0,0}$ ,  $t_{0,1}$  и  $t_{1,0}$ , соответственно,  $\xi_{0,0}$ ,  $\xi_{0,1}$  и  $\xi_{1,0}$ , что приводит к погрешности координат  $x_A$ ,  $y_A$  и  $z_A$ , соответственно  $\Delta x$ ,  $\Delta y$  и  $\Delta z$ . Погрешности меры и преобразования, обусловленные соответственно нестабильностью частоты селектора и отношением сигнал/шум на входах триггера в современной аппаратуре, как правило, гораздо меньше погрешности дискретного определения переменных  $t_{0,0}$ ,  $t_{0,1}$  и  $t_{1,0}$ . Составляющие  $\xi_{0,0}$ ,  $\xi_{0,1}$  и  $\xi_{1,0}$  являются случайными величинами, природа которых при отсутствии внешних факторов, искажающих результат изме-
рения, в частности, шумов, заключена в произвольной кратности  $t_{0,0}$ ,  $t_{0,1}$  и  $t_{1,0}$  периоду квантующей последовательности  $t_{\kappa e}$ .

При определении  $x_A$  и  $y_A$  возникают случайные составляющие  $\Delta x$  и  $\Delta y$ :

$$\Delta x = \frac{2(t_{1,0}\xi_{1,0} - t_{0,0}\xi_{0,0})}{K1} + \frac{\xi_{1,0}^2 - \xi_{0,0}^2}{K1},\tag{6}$$

$$\Delta y = \frac{2(t_{0,1}\xi_{0,1} - t_{0,0}\xi_{0,0})}{K3} + \frac{\xi_{0,1}^2 - \xi_{0,0}^2}{K3}.$$
(7)

Поскольку начало измеряемых интервалов времени, совпадающее по времени с импульсом запуска, и частоту квантующей последовательности легко синхронизировать от общего генератора, то имеет место только погрешность дискретности, проявляющаяся в конце измеряемого интервала. Структурная схема измерения длительностей интервалов времени  $t_{0,0}$ ,  $t_{0,1}$  и  $t_{1,0}$  приведена на рис. 2. Цифровые измерители длительности интервалов времени широко известны и достаточно глубоко описаны, например, в [10].



Рис. 2. Структурная схема измерения длительностей интервалов времени  $t_{0,0}$ ,  $t_{0,1}$  и  $t_{1,0}$ : АК – антенный коммутатор, Д1 – первый детектор, Д2 – второй детектор, Д3 – третий детектор, ДЧ – делитель частоты на два, МШУ1 – первый малошумящий усилитель, МШУ2 – второй малошумящий усилитель, МШУ3 – третий малошумящий усилитель, П – передатчик, ПА1 – первая приемная антенна, ПА2 – вторая приемная антенна, ППА – приемопередающая антенна, С – синхронизатор, Сум1 – первый сумматор, Сум2 – второй сумматор, СС – схема совпадений (цифровое «И»), СЧ – счетчик, Т – триггер RS

Схема измерения длительностей интервалов времени  $t_{0,0}$ ,  $t_{0,1}$  и  $t_{1,0}$  работает следующим образом. Синхронизатор (С) формирует бесконечную последовательность коротких электрических импульсов, следующих с частотой квантования  $f_{\kappa e}$ . Этими импульсами запускаются передатчик (П), где частота  $f_{\kappa e}$  понижается до частоты зондирующих импульсов, которые через антенный коммутатор (АК) возбуждают приемо-передающую антенну (ППА). В этот же момент времени запускаются по второму входу первый, второй и третий ности интервала времени. Зон

цифровые измерители длительности интервала времени. Зондирующий сигнал излучается ППА в исследуемое подповерхностное пространство. Прием сигнала, отраженного точечной целью осуществляется ППА и двумя приемными антеннами (ПА1 и ПА2). АК обеспечивает переключение зондирующих (излучаемых) и принимаемых сигналов в режиме прием – передача с целью развязки достаточно мощного зондирующего сигнала с выхода передатчика от входа первого малошумящего усилителя (МШУ1).

Принятый ППА сигнал усиливается МШУ1 и детектируется. Далее сигнал с выхода первого детектора (Д1) поступает на первый вход первого цифрового измерителя длительности интервала времени, что останавливает подсчет квантующих импульсов его счетчиком (СЧ). Поскольку длительность интервала времени, измеряемого в первом цифровом измерителе длительности, формируется в результате прохождения импульсом двойного расстояния до цели, то для получения значения  $t_{0,0}$  необходимо подсчитанные им квантующие импульсы разделить на два. Сигналы с ПА1 и ПА2 обрабатывается аналогично.

Измеренное значение  $t_{0,0}$  в виде числа  $N_{0,0}$  с выхода делителя частоты на два (ДЧ) поступает на вторые входы первого и второго сумматоров (Сум1 и Сум2). Измеренное значение  $N_{0,0}+N_{1,0}$  с выхода второго цифрового измерителя длительности интервала времени поступает на первый вход Сум1, где из него вычитается  $N_{0,0}$  и на выходе появляется число  $N_{1,0}$ . Аналогично измеренное значение  $N_{0,0}+N_{0,1}$  с выхода третьего цифрового измерителя длительности интервала времени поступает на первый вход Сум1, где из него вычитается  $N_{0,0}$  и на выходе появляется число  $N_{1,0}$ .

Случайные составляющие  $\xi_{0,0}$ ,  $\xi_{0,1}$  и  $\xi_{1,0}$  распределены по закону равномерной плотности в интервале (0– $t_{\kappa e}$ ), поэтому, математические ожидания случайных составляющих  $\Delta x$  и  $\Delta y$  [11]:

$$M[\Delta x] = \frac{t_{\kappa B}(t_{1,0} - t_{0,0})}{K1},$$
(8)

$$M[\Delta y] = \frac{t_{\kappa B}(t_{0,1} - t_{0,0})}{K3}.$$
(9)

Из (8) и (9) следует, что при  $t_{0,0} = t_{1,0} = t_{0,1}$ , когда точечный объект в зондируемом пространстве расположен на равном удалении от элементов антенной решетки, отсутствует смещение оценок координат  $x_A$  и  $y_A$ , вызванное погрешностью дискретного преобразования.

Дисперсии случайных составляющих  $\Delta x$  и  $\Delta y$  определяются по формулам

$$D[\Delta x] = \frac{t_{\rm KB}^2}{3\mathrm{K}1^2} \left(t_{1,0} - t_{0,0}\right)^2,\tag{10}$$

$$D[\Delta y] = \frac{t_{\kappa_B}^2}{3K3^2} \left( t_{0,1} - t_{0,0} \right)^2 \,. \tag{11}$$

Из выражений (10) и (11) видно, что при расположении цели на равном удалении от элементов антенной решетки, дисперсии случайных составляющих  $\Delta x$  и  $\Delta y$  равны нулю.

Рассмотрим погрешности дискретного определения координаты глубины  $z_A$ , содержащей случайные составляющие в результате измерения  $t_{0,0}$  и вычисления  $x_A y_A$ . Для этого воспользуемся разложением корня квадратного выражения (5) в биномиальный ряд с ограничением линейным приближением вида  $\sqrt{1+\alpha} \approx 1 + \frac{\alpha}{2}$ , при  $|\alpha| < 1$ .

Приближенная оценка глубины *z*<sup>A</sup> производится по формуле

$$z_A \approx V t_{0,0} - \frac{(x_A - x_0)^2 - (y_A - y_0)^2}{2V t_{0,0}}.$$
 (12)

В выражение (12) входят две переменные, содержащие случайную составляющую –  $\xi_{0,0}$ , возникающую при цифровом измерении времени распространения сигнала и переменные, содержащие полученные выше значения  $\Delta x$  и  $\Delta y$ .

Таким образом, при определении  $z_A$  возникает случайная составляющая  $\Delta z$ :

$$\Delta z = V\xi_{0,0} - \frac{1}{2V(t_{0,0} + \xi_{0,0})} \Big( (x_A - x_0)^2 + \Delta x^2 + 2\Delta x x_A - 2\Delta x x_0 - (y_A - y_0)^2 - \Delta y^2 - 2\Delta y y_A + 2\Delta y y_0 \Big).$$
(13)

Для случая, наиболее часто встречающегося на практике (когда период квантующей последовательности много меньше измеряемых интервалов времени) математическое ожидание и дисперсия случайной составляющей  $\Delta z$ :

$$M[\Delta z] = \frac{1}{2} V t_{\kappa_{\theta}} - \frac{(t_{\kappa_{\theta}} + 2t_{0,0}) \left[ \left( x_{A} - x_{0} \right)^{2} - \left( y_{A} - y_{0} \right)^{2} \right]}{4 V (t_{0,0}^{2} + t_{0,0} t_{\kappa_{\theta}})},$$
(14)

$$D[\Delta z] = \frac{V^2 t_{\kappa_{\theta}}^2}{12} - \frac{t_{\kappa_{\theta}}^2 \left[ \left( x_A - x_0 \right)^4 - \left( y_A - y_0 \right)^4 \right]}{48 V^2 \left( t_{0,0}^2 + t_{0,0} t_{\kappa_{\theta}} \right)^2} \,.$$
(15)

#### Список литературы и источников

1. Финкельштейн, М. И. Радиолокация слоистых земных покровов / М. И. Финкельштейн, В. Л. Мендельсон, В. А. Кутев – М.: Сов. радио, 1977. – 174 с.

2. Cook, J. C. Proposed monocycle-pulse very high frequency radar for airborne ice and snow measurement / J.C. Cook // Trans. AIEE Commun. Electron. № 79, 1960, 588-594.

3. Хармут, Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и связи: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с., ил.

4. Георадиолокационное подповерхностное зондирование [Электронный ресурс] // Прин. – 2007. – Режим доступа: http://www.prin.ru/articles/147/

5. Тюрин, А. М. Основы гидроакустики – М.: Судостроение, 1966. – 296 с.

6. Хилл, К. Применение ультразвука в медицине: Физические основы: Пер. с англ. / под ред. Хилла К. – М.: Мир, 1989. – 568 с., ил.

7. Гринев, А. Ю. Вопросы подповерхностной радиолокации. Коллективная монография / под ред. А. Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2005. – 416 с.: ил.

8. Пат. 2303279 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> G01V3/30. Способ и устройство подповерхностного радиолокационного зондирования / М.С. Проценко, И.Н. Самуйлов, В.И. Яшин. – № 2005137128/09 ; заявл. 29.11.05; опубл. 20.07.07.

9. Пат. 81812 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> G 01 V 3/12. Устройство для радиолокационного зондирования подповерхностного пространства / А. В. Володин. – № 2008144845/22; заявл. 14.11.2008; опубл. 27.03.2009.

10. Чмых, М. К. Цифровая фазометрия / М. К. Чмых. – М.: Радио и связь, 1993. – 184 с. 11. Вентцель, Е. С. Теория вероятностей / Е. С. Вентцель. – М.: Наука, 1969. – 576 с.

# ИССЛЕДОВАНИЕ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С ДЕЛЬТА-СИГМА МОДУЛЯТОРАМИ

А. А. Попов, А. Н. Воробьев, А. В. Леньшин (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж) 394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54 а E-mail: andrey-lenshin@yandex.ru

Проведено сравнение уровней помех дробности в синтезаторах частот с дробными делителями, управляемыми дельта-сигма модуляторами третьего порядка. Представлены системы разностных уравнений, описывающих дельтасигма модуляторы. Предлагаются модели дельта-сигма модуляторов в подсистеме Simulink системы MATLAB.

В синтезаторах частот (СЧ), построенных на основе импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ), нашли широкое применение дробные делители частоты с переменным коэффициентом деления (ДДПКД). О преимуществах таких СЧ известно [1, 2], однако наличие ДДПКД приводит к появлению в выходном сигнале СЧ помех дробности (ПД). Для уменьшения уровня ПД в низкочастотной части спектра сигнала СЧ в составе ДДПКД используется схема дельта-сигма модулятора (ДСМ) разных модификаций и разных порядков (порядок ДСМ определяется числом цифровых интеграторов в его составе).

Целью настоящей работы является создание в подсистеме Simulink системы МАТ-LAB моделей трех типов ДСМ: MASH1-1-1, MASH1-2, MASH2-1 и системы ИФАПЧ, исследование спектров ПД в разных точках ИФАПЧ, определение интегральных помеховых характеристик выходного сигнала СЧ.

На рис. 1 приведена блок-схема СЧ с дробным делителем, управляемым ДСМ. На входы ЧФД поступают опорный сигнал  $e_0(t)$  и сигнал обратной связи  $e_c(t)$ . С выхода ЧФД на вход ФНЧ с передаточной функцией G(s) подается ток  $i_{\mathcal{A}}(t)$ . Зависимость  $i_{\mathcal{A}}(t)$ имеет вид двухполярных прямоугольных импульсов с амплитудами  $i_M * diifd$  и  $-i_M$ 



Рис. 1. Блок-схема СЧ с дробным делителем, управляемым ДСМ

Напряжение  $e_{\phi}(t)$  с выхода ФНЧ подается на устройство, образованное с помощью усилительного звена с коэффициентом передачи  $S_y$ , суммирующего звена (на него подается начальная частота  $\omega_H$  сигнала управляемого генератора (УГ)), интегрирующего звена со сбросом и релейного элемента (РЭ) с порогом  $2\pi N_n$ . Это устройство моделирует УГ совместно с ДДПКД (коэффициент деления  $N_n$ ). Сброс в нуль интегрирующего звена осуществляется в моменты времени  $t_n$  при срабатывании РЭ. При этом n=1, 2, ... - номера импульсов  $e_c(t_n)$ , приходящих на ЧФД с ДДПКД (УГ совместно с РЭ определяют первую нелинейность системы ИФАПЧ).

Коэффициент деления  $N_n$  имеет две составляющие  $N_0$  – целая и  $\Delta N_n$  – дробная, которая формируется ДСМ со структурами обсуждаемыми ниже. Период следования импульсов  $\Delta N_n$  зависит от емкости *m* накапливающего сумматора (HC), порядка ДСМ и числа *X*, поступающего на вход первого HC. Средний коэффициент деления ДДПКД за период импульсной последовательности  $\Delta N_n$  вычисляется как

$$N_m = N_0 + \sum_{n=1}^{lm} \frac{\Delta N_n}{lm} = N_0 + \frac{X}{m}$$

где l – некоторое число, зависящее от структуры ДСМ и числа X [4].

На рис. 2 представлена блок-схема Subsystem, Subsystem 1, Subsystem 2 ДСМ MASH1-1-1.



Рис. 2. Блок-схема Subsystem, Subsystem 1, Subsystem 2 ДСМ MASH1-1-1

Система разностных уравнений, описывающая ДСМ MASH1-1-1, имеет вид

$$S1[n] = S1[n-1] - mY1[n-1] + X[n],$$
  

$$S2[n] = S2[n-1] - mY2[n-1] + S1[n] - mY1[n],$$
  

$$S3[n] = S3[n-1] - mY3[n-1] + S2[n] - mY2[n],$$
  

$$Y[n] = Y1[n] + Y2[n] - Y2[n-1] + Y3[n] - 2Y3[n-1] + Y3[n-2],$$

где S1, S2, S3, – сигналы на входах первого, второго и третьего однобитовых квантователей Fcn1 в Subsystem, Subsystem 1 и Subsystem 2, Y1 = F(S1), Y2 = F(S2), Y3 = F(S3) – сигналы на выходах первого, второго и третьего квантователей Fcn1,

$$F(x) = \begin{cases} 1 & x \ge m \\ 0 & x \le m \end{cases}$$

Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели ДСМ MASH1-1-1 определяются из выражения

$$Y(z) = \frac{X(z)}{m} z^{-3} + \frac{Q(z)}{m} (1 - z^{-1})^3,$$

где Q(z) – шумы квантования третьего квантователя.

На рис. 3 приведена блок-схема Subsystem3 ДСМ MASH1-2.



Рис. 3. Блок-схема Subsystem3 ДСМ MASH1-2

Система разностных уравнений, описывающая ДСМ MASH1-2 имеет вид

$$S1[n] = S1[n-1] - mY1[n-1] + X[n],$$
  

$$S2[n] = 2S2[n-1] - S2[n-2] - 2mY2[n-1] + mY2[n-2] + S1[n] - mY1[n],$$
  

$$Y[n] = Y1[n] + Y2[n] - Y2[n-1],$$

где S1, S2 — сигналы на входах первого и второго однобитовых квантователей Subsystem1-Sign1 и Sign1, Y1 = F(S1), Y2 = F(S2) — сигналы на выходах первого и второго квантователей Sign1, F(x)=1 для x > 0, F(x)=0 для x = 0 и F(x)=-1 для x < 0.

Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели ДСМ MASH1-2 определяются из выражения

$$Y(z) = \frac{X(z)}{m} + \frac{Q(z)}{m} (1 - z^{-1})^{3},$$

где Q(z) – шумы квантования второго квантователя.

На рис. 4 приведена линеаризованная схема ДСМ MASH2-1 третьего порядка.



Рис. 4. Линеаризованная схема ДСМ MASH2-1

Система разностных уравнений, описывающая ДСМ MASH2-1, имеет вид

$$S1[n] = 2S1[n-1] - S1[n-2] - 2mY1[n-1] + mY1[n-2] + X[n],$$
  

$$S2[n] = S2[n-1] - mY2[n-1] + S1[n] - mY1[n],$$
  

$$Y[n] = Y1[n] + Y2[n] - 2Y2[n-1] + Y2[n-2],$$

где S1, S2 – сигналы на входах первого и второго однобитовых квантователей Sign и Subsystem4 - Sign 1; Y1 = F(S1), Y2 = F(S2) – сигналы на выходах первого и второго квантователей Sign и Sign 1. Сигнал на выходе и шумы квантования для линейной модели ДСМ MASH2-1 определяются из выражения

$$Y(z) = \frac{X(z)}{m} + \frac{Q(z)}{m} (1 - z^{-1})^3,$$

где Q(z) – шумы квантования второго квантователя.



Рис. 5. Спектр сигналов на выходе ДСМ MASH1-1-1, MASH1-2, MASH2-1



Рис. 6. Фазовый спектр сигналов ДСМ MASH1-1-1, MASH1-2, MASH2-1

На рис. 5 приведены спектры сигнала на выходе ДСМ: MASH1-1-1, MASH1-2, MASH2-1. На рис. 6 приведены фазовые спектры сигнала на выходе ДСМ: MASH1-1-1, MASH1-2, MASH2-1

Выводы. В работе исследованы СЧ с системами ИФАПЧ с использованием в ДДПКД трех типов ДСМ 3-го порядка, предложены разработанные в подсистеме Simulink системы MATLAB модели этих типов модуляторов и нелинейной импульсной системы ИФАПЧ. В результате проведенных исследований полученных моделей показано, что наихудшим спектром в области нижних частот при идентичных параметрах обладает СЧ с ДСМ MASH1-2, а наилучшим – СЧ с ДСМ MASH2-1 (рис. 6).

#### Список литературы

1. Keliu Shu, Edgar Sanchez-Sinencio. CMOS PLL Synthesizers: Analysis and Design, ©2005 Springer Science + Business Media, Inc.

2. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.

3. Романов С.К., Марков И.А. Определение помех дробности в синтезаторах частот с системами ФАПЧ, использующие дельта-сигма модуляторы в дробных делителях частоты // Теория и техника радиосвязи. – 2006. – № 1. – С. 97–102.

4. Романов С.К., Марков И.А. Влияние нелинейности импульсно-фазового детектора на спектр помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты // Теория и техника средств радиосвязи. – 2007. – № 1. – С. 73–81.

# ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ РАСПОЗНАВАНИЯ ГРУППОВОЙ ВОЗДУШНОЙ ЦЕЛИ В АВИАЦИОННОМ КОМПЛЕКСЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ДОЗОРА И НАВЕДЕНИЯ

В. В. Филоненко, С. О. Минченков, А. В. Пасечник

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж) 394052, Воронеж, ул. Краснознаменная, 153 E-mail: fil v@list.ru

В статье рассматривается возможность повышения эффективности применения авиационных комплексов радиолокационного дозора и наведения путем введения режима радиолокационного распознавания групповой воздушной цели по ее дальностно-доплеровскому портрету.

В современных условиях во всех видах конфликтов возрастающую роль играет информационное противоборство. Военная доктрина Российской Федерации, принятая в 2010 году, одной из основных задач развития военной организации определяет совершенствование системы информационного обеспечения Вооруженных Сил [1]. Там же отмечена необходимость создания глобальных и локальных сетевых автоматизированных систем управления войсками (силами) и оружием. Ядром таких систем может выступать авиациионный комплекс радиолокационного дозора и наведения (АК РЛДН). В Российских ВВС эксплуатируется АК РЛДН А-50 «Шмель» на базе самолета Ил-76. За рубежом основным комплексом такого класса является E-3 AWACS на базе самолетов Боинг. В [2] приведены данные об их использовании при проведении масштабных военных операций, а также для обеспечения безопасности при проведении крупных мероприятий невоенного характера. Одним из важных направлений совершенствования бортовой радиолокационной станции (БРЛС) АК РЛДН, существенно расширяющей тактические возможности комплекса, является введение режима распознавания групповой воздушной цели (ГВЦ) [3]. Под распознаванием ГВЦ подразумевается выявление факта наличия ГВЦ в разрешаемом объеме РЛС и, затем, определение ее численного состава и боевого порядка. Характерной особенностью боевого применения авиации, описанной в [2], является то, что при значительном количестве авиационной техники, участвующей в массированных ударах боевые задачи выполняются группами не более чем из четырех самолетов. Расстояния между самолетами в группах находятся в диапазоне 300...1000 м, между группами – 3...8 км. Отмечается, что боевой порядок группы зависит от ее тактического назначения. Так, например, для группы прикрытия при полете по маршруту оптимальным считается боевой порядок «текущая четверка», а для ударных групп – боевые порядки «пеленг» и «клин». Отсюда следует, что обладание достоверной информацией о количественном составе групп воздушных целей, их боевых порядках позволяет вскрывать оперативное построение сил противника, делать выводы о тактическом замысле воздушной операции. Задачи идентификации групповых целей на дальних рубежах (принятие решения по принципу "одиночная - групповая"), оценки численного состава групповой цели, определения боевых порядков групповых воздушных целей: «пеленг», «клин», «фронт» и т. д. могут решаться на основе теории распознавания образов. Возможности распознавания во многом определяются подробностью радиолокационного портрета цели, который, в свою очередь, зависит от разрешающей способности БРЛС.

Большой размер антенной системы АК РЛДН обеспечивает ширину диаграммы направленности менее 1°, что является хорошим показателем для авиационных БРЛС. Однако, учитывая большую дальность действия АК РЛДН, линейные размеры элемента разрешения  $\delta$  не удовлетворяют требованиям сопровождения в элементе разрешения не более чем одной цели. Данный размер можно рассчитать по следующей формуле:

$$\delta l = 2 \cdot D \cdot tg\left(\frac{\delta\varphi}{2}\right),\tag{1}$$

где D – дальность до цели,  $\delta \varphi$  – ширина диаграммы направленности антенны. Расчет показывает, что размер элемента разрешения достигает одного километра уже на дальности около 70 км, а при дальности 300 км равен 4,5 км, что не позволяет получать достоверную информацию о воздушной целевой обстановке.

Один из вариантов улучшения разрешающей способности импульсно-доплеровской БРЛС – использование режима доплеровского обострения луча (ДОЛ). Узкополосная фильтрация сигналов, отраженных от целей, эквивалентна созданию синтезированного обостренного луча диаграммы направленности антенны. Для получения требуемого линейного размера элемента по азимуту  $\delta l$ , эквивалентного требуемой ширине диаграммы направленности синтезированного луча антенны  $\delta \varphi_{mpe\delta}$ , необходимо обеспечить требуемой полосу пропускания доплеровских фильтров  $\delta f d$ . Тактическая ситуация для расчета требуемой полосы пропускания доплеровских фильтров с учетом зависимости ее от угла визирования РЛС  $\varphi_{ve}$  и угла ракурса цели  $\varphi_{pu}$  изображена на рис. 1.



Рис. 1. Синтезирование луча диаграммы направленности антенны АК РЛДН в режиме ДОЛ

Необходимо оценить возможность раздельного наблюдения целей в сомкнутых боевых порядках при использовании режима ДОЛ. При полете в группе векторы скоростей 
$$fd_{1} = \frac{2 \cdot V_{pnc} \cdot \cos \varphi_{ye1}}{\lambda} + \frac{2 \cdot V_{eeq} \cdot \cos \varphi_{pq1}}{\lambda}.$$
 (2)

Углы визирования и ракурса второй цели несколько отличаются от первой цели и ее доплеровский сдвиг частоты равен

$$fd_{2} = \frac{2 \cdot V_{pnc} \cdot \cos \varphi_{ye2}}{\lambda} + \frac{2 \cdot V_{zeq} \cdot \cos \varphi_{pq2}}{\lambda}.$$
(3)

Угловые величины в формуле (3) отличаются от соответствующих величин в формуле (2) на величину  $\delta \varphi$ :

$$\varphi_{y_{62}} = \varphi_{y_{61}} + \delta\varphi, \qquad (4)$$

$$\varphi_{pq2} = \varphi_{pq1} + \delta\varphi.$$
(5).

Эту величину можно представить как функцию от требуемого линейного размера элемента разрешения  $\delta l$ , который, в свою очередь, зависит от дальности до цели:

$$\delta \varphi = 2 \cdot \operatorname{arctg} \frac{\delta l}{2 \cdot D}.$$
(6)

Требуемое значение полосы пропускания доплеровских фильтров  $\delta fd$  для обеспечения заданной линейной разрешающей способности по азимуту  $\delta l$  равно модулю разности доплеровских частот сигналов, отраженных от целей, разнесенных на расстояние  $\delta l$ :

$$\delta f d = \left| f d_1 - f d_2 \right|. \tag{7}$$

Подставив (2), (3), (4), (5) в (7) можно получить выражение для расчета требуемой полосы пропускания доплеровских фильтров:

$$\delta f d = \frac{2 \cdot V_{p_{zc}} \cdot (\cos \varphi_{y_{\theta_1}} - \cos(\varphi_{y_{\theta_1}} + \delta \varphi)) + 2 \cdot V_{z_{\theta_y}} \cdot (\cos \varphi_{p_{y_1}} - \cos(\varphi_{p_{y_1}} + \delta \varphi))}{\lambda} \left|. \quad (8)$$

Из выражения (8) следует, что величина требуемой полосы пропускания доплеровских фильтров зависит от скорости АК РЛДН, скорости ГВЦ, угла визирования ГВЦ и угла ракурса ГВЦ (рис. 1). Учитывая выражение (6) необходимо помнить, что искомая величина  $\delta fd$  является функцией от дальности до ГВЦ. Для численного анализа  $V_{pac}$  следует принять равной крейсерской скорости самолета Ил-76, носителя БРЛС АК РЛДН, около 770 км/час. Остальные величины в (8) являются переменными.

Процесс распознавания групповой воздушной цели требует наличия достаточно подробного радиолокационного портрета воздушной цели. Для оценки возможности его создания необходимо рассмотреть ряд характеристик бортовой РЛС и отраженного от ГВЦ сигнала, непосредственно влияющих на создаваемую систему, таких как: - значение несущей частоты зондирующего сигнала;

- максимальная дальность действия РЛС и системы распознавания ГВЦ.

Исходя из анализа зависимости коэффициента поглощения атмосферой энергии электромагнитной энергии от частоты сигнала при плохих погодных условиях, видится оптимальным использовать зондирующий сигнал с частотой порядка (2,5–3,5) ГГц, что соответствует длине волны около 10 см [4].

Для определения требуемой максимальной дальности действия системы распознавания ГВЦ необходимо учитывать, что максимальная дальность действия БРЛС АК РЛДН при ее работе в импульсно-доплеровском режиме равна дальности радиогоризонта. При полете АК РЛДН на крейсерской высоте 10000 м это соответствует около 400 км.

В [4] определено требование к дальности действия системы распознавания  $D_{pacn}$  в зависимости от максимальной дальности действия РЛС  $D_{max PJIC}$ :

$$D_{pach} \ge (0, 7...0, 8) \cdot D_{max P.TC}.$$
 (9)

С учетом требований формулы (9), дальность действия системы распознавания ГВЦ должна быть около 300 км.

Для оценки возможности распознавания групповой воздушной цели необходимо оценить линейные размеры элемента разрешения РЛС по дальности  $\delta D$  и угловому положению цели (азимуту)  $\delta l$ .

Моделирование раздельного наблюдения отдельных объектов ГВЦ произведено в среде программирования MathCad.. Анализ производился на дальностях радиолокационного распознавания 200–300 км при полосе пропускания доплеровских фильтров не менее 10 Гц, что соответствует времени когерентного накопления 100 мс. Исследовались возможности достижения размеров элемента разрешения 200–500 м. В результате моделирования установлено, что в оговоренных ранее условиях на максимальной дальности действия системы распознавания может быть реализован размер элемента разрешения не менее 400 м. При дальности 250 км в большинстве случаев достижим размер элемента разрешения не менее 400 м. Зоб м – при значениях угла визирования и ракурса цели, близких к 90°. Те же размеры элемента разрешения реализуются на дальности 200 км в широком диапазоне углов наблюдения. Один из результатов приведен на рис. 2. При полосе пропускания доплеровских фильтров 10 Гц элемент разрешения 400 м на дальности 250 км достигается в диапазоне углов визирования и ракурса цели от  $(30-40)^{\circ}$ .

Размер элемента разрешения по дальности при использовании простого зондирующего сигнала определяется его длительностью. Характерному для многих бортовых РЛС значению длительности 1 мкс соответствует значение элемента разрешения 150 м, что можно считать соответствующим требованиям системы распознавания.

В результате исследования установлено, что реализация системы распознавания ГВЦ в БРЛС АК РЛДН возможна при расстоянии между целями в группе по дальности от 150 м, а по азимуту – 300–400 м на дальности радиолокационного наблюдения до 300 км. Для получения указанных характеристик возможно применение режима ДОЛ. Указанные выше характеристики позволят повысить эффективность радиолокационного наблюдения ГВЦ по сравнению с наблюдением реальным лучом. Первой задачей, решаемой разрабатываемой системой распознавания ГВЦ, является определение факта ее наличия. После этого предполагается наблюдение цели с увеличенным до 100 мс временем накопления сигнала. При этом производится оценка количественного состава ГВЦ и ее боевого порядка, что является важным с тактической точки зрения. В связи с большим требуемым значением времени когерентного накопления сигнала (до 100 мс) система реализуема только при условии адаптивного нежесткого алгоритма обзора пространства. Для этого

бортовая РЛС АК РЛДН должна быть оснащена антенной системой в виде фазированной антенной решетки. Для реализации максимальных возможностей системы распознавания ГВЦ целесообразно применять алгоритмы траекторного управления радиолокационным наблюдением с целью выбора оптимальных углов визирования.



Рис. 2. Зависимость требуемой полосы пропускания доплеровских фильтров от угла визирования, ракурса цели при дальности радиолокационного наблюдения 250 км, размере элемента разрешения 400 м

Таким образом, в результате оценки технических характеристик бортовой РЛС АК РЛДН показана целесообразность разработки системы распознавания ГВЦ по ее дальностно-доплеровскому портрету и определены ее потенциальные характеристики. Разрабатываемая система предъявляет определенные требования к бортовой РЛС и к комплексу в целом. В частности, необходимым является оснащение РЛС фазированной антенной решеткой, целесообразным – разработку алгоритмов траекторного управления самолетомносителем РЛС для оптимизации углов наблюдения ГВЦ.

### Список литературы и источников

1. Военная доктрина Российской Федерации. – Режим доступа: http://www.rg.ru/2010/02/10/doktrina-dok.html.

2. Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Состояние и тенденции развития. – М.: Радиотехника, 2008. – 432 с.

3. Минченков С. О., Филоненко В. В. Распознавание групповой воздушной цели в авиационных комплексах радиолокационного дозора и наведения. Авиационное радиоэлектронное оборудование (выпуск 1 часть 10). Сборник статей – Воронеж: Военный авиационный инженерный университет, 2010. – С. 212–215.

4. Авиационные радиолокационные комплексы и системы: учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС / П.И. Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский, А.Р. Ильчук, А.А. Герасимов ; под ред. П.И. Дудника. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006. – 1112 с.

# ДВУМЕРНАЯ ФАЗОВАЯ ПЕЛЕНГАЦИЯ ПОДВИЖНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКОЙ С УЧЁТОМ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН

#### Е.С.Коровин

#### ОАО «Центральное конструкторское бюро автоматики» 644027, г. Омск, пр. Космический, 24а E-mail: ckba@omsknet.ru

Рассматриваются дополнения алгоритма определения двумерных угловых координат источника радиолокационного излучения пассивным фазовым пеленгатором с линейной антенной решёткой, учитывающие направленность антенн (направление главных лепестков диаграмм направленностей и их условную ширину) антенной решётки, позволяющие уменьшить вероятность неоднозначного определения угловых координат источника радиолокационного излучения, присущие данному алгоритму.

Данная работа является продолжением серии работ [1-3], посвящённых разработке алгоритма определения двумерных угловых координат источника радиолокационного излучения (ИИ) подвижной линейной антенной решёткой (ЛАР). В частности, рассматривается летательный аппарат (ЛА) с находящимся на его борту однокоординатным пассивным фазовым пеленгатором с ЛАР, ориентация которой в пространстве известна (известны ориентации в пространстве ЛА и ЛАР относительно ЛА). ЛА совершает эволюцию своей ориентации в пространстве относительно ИИ, в ходе которой проводятся замеры пеленга ИИ ЛАР. Используя данные измерения (пеленга и ориентации ЛАР в пространстве), существует, при определённых условиях, возможность определения двумерных угловых координат ИИ [1].

Работа [2] описывает построение двумерной угловой системы координат (ДУСК) «пеленг-пеленг», где в качестве угловых координат используются пеленги ортогонально ориентированных относительно друг друга ЛАР. Данная система координат является альтернативой угловой системе координат «азимут-угол места» и позволяет однозначно определять в полусфере обозреваемого пространства направление на ИИ без проведения дополнительных промежуточных вычислений, что является достоинством её применения. Также в этой работе описывается общий алгоритм определения двумерных угловых координат ИИ: двукратное пеленгование ИИ ЛАР при различных ориентациях последней в пространстве.

Недостаток пользования таким алгоритмом заключается в неоднозначности определения истинных координат ИИ: он определяет две пары угловых координат ИИ, где только одна из них является истинной. Существует несколько способов избавиться от данного недостатка и один из них – рассматриваемый в данной работе: введение к вышеуказанным замерам (пеленга ИИ и ориентации ЛАР) учёта направленности (диаграмм направленностей (ДН)) антенн ЛАР. Под понятием «направленности антенн» в данной работе будем понимать направление и ширину только главного лепестка ДН используемых в ЛАР антенн и не принимать во внимание наличие иных лепестков ДН. Соответственно соглашаемся с тем, что для определения пеленга ИИ в ЛАР используются идентичные однонаправленные антенны.

На рис. 1 приведён пример в ДУСК «пеленг-пеленг» [2–3] двукратного замера пеленга ИИ при различных ориентациях ЛАР. Первый замер был выполнен при следующей ориентации ЛАР относительно «нулевого» положения последней в ДУСК: угол рыскания  $a = 10^{\circ}$ , угол тангажа  $b = 25^{\circ}$ , угол крена  $c = 5^{\circ}$  при пеленге ИИ ЛАР  $\gamma = -22^{\circ}$ . Второй замер –  $a = 7^{\circ}$ ,  $b = 26^{\circ}$ ,  $c = 43^{\circ}$ ,  $\gamma = -3^{\circ}$ . В каждой координатной сетке рис. 1 такой замер показан кривой, которые в работе [3] были названы «засечками». Пересечение засечек (общее решение) определяет двумерные угловые координаты пеленгуемого ИИ. В примере на рис. 1 существуют два подобных решения – это пара двумерных угловых координат ИИ:  $(\alpha \ \beta)_1^T \approx (-14^{\circ} \ 6^{\circ})^T$  и  $(\alpha \ \beta)_2^T \approx (-150^{\circ} \ -45^{\circ})^T$ , где истинной из них является только одна.



Рис. 1. Пример засечек в ДУСК «пеленг-пеленг» с приоритетным определением истинных координат ИИ



истинных координат ИИ (аномальный случай)

Учёт направленности антенн ЛАР в моменты проведения замеров позволит решить проблему неоднозначности определения истинных координат ИИ, отдав приоритет наиболее правдоподобным координатам. Засечки на рис. 1–3, совпадающие с направленностью антенн ЛАР в момент проведения замеров, отображены сплошными линиями (соответствующие нахождению ИИ в полусфере, ось которой совпадает с осью главного лепестка ДН антенн ЛАР). Засечки, соответствующие ненахождению ИИ в вышеупомянутой полусфере, отображены точечными линиями. С учётом вышесказанного в примере рис. 1 логичнее указать на правдоподобность координат ИИ ( $\alpha \beta_1^T \approx (-14^\circ 6^\circ)^T$ , нежели ( $\alpha \beta_2^T \approx (-150^\circ -45^\circ)^T$ , т. к. измерения пеленга ИИ ЛАР наиболее вероятны при нахождении ИИ в зоне «видимости» ИИ антеннами ЛАР.

Пример, приведённый на рис. 2, соответствует следующим замерам:  $\begin{pmatrix} a & b & c & \gamma \end{pmatrix}_1^T = (10^\circ 25^\circ 5^\circ -22^\circ)^T$  и  $\begin{pmatrix} a & b & c & \gamma \end{pmatrix}_2^T = (170^\circ 15^\circ 43^\circ -3^\circ)^T$ . В сравнении с примером рис. 1 здесь уже отсутствует общее графическое решение засечек, построенных из сплошных линий, а, следовательно, и нет возможности определить наиболее приоритетные (истинные) координаты ИИ по выполненным замерам. Данный пример является, по своей сути, аномальным: минимум одно из пеленгационных измерений было выполнено антеннами ЛАР вне зоны их «видимости» ИИ. И как пример разрешения подобной ситуации – проведение дополнительного, третьего уточняющего замера, с дальнейшей отдачей приоритета каким-либо координатам (доопределение координат) ИИ, либо просто повторение этапа двукратных замеров.



Рис. 3. Пример засечек в ДУСК «пеленг-пеленг» без приоритетного определения истинных координат ИИ

Пример, приведённый на рис. 3, показывает неспособность, в некоторых частных случаях, приоритетного выделения истинных координат ИИ вышеописанного алгоритма, даже в случае проведения пеленгационных измерений в зоне «видимости» ИИ антеннами ЛАР. В данном примере:  $(a \ b \ c \ \gamma)_1^T = (20^\circ \ 0^\circ \ 0^\circ \ 0^\circ)^T$  и  $(a \ b \ c \ \gamma)_2^T = (-20^\circ \ 0^\circ \ 0^\circ \ 20^\circ)^T$ .

Выводы

Введение учёта направленности антенн ЛАР в алгоритм определения двумерных угловых координат ИИ подвижной ЛАР позволяет добиться (повысить вероятность) однозначного определения истинных координат ИИ при проведении двукратных измерений, что в свою очередь позволяет уменьшить время определения координат ИИ при пользовании данным алгоритмом. Уменьшение времени определения координат должно позволить алгоритму повысить точность определения двумерных координат подвижных (маневрирующих) ИИ, что положительно должно сказаться на характеристиках подобной радиолокационной системы.

#### Список литературы

1. Коровин Е. С. Анализ возможности двумерного углового пеленгования пассивной линейной фазовой антенной решёткой // Вопросы радиоэлектроники. – М.: ЦНИИ Электроника, 2009. – № 4. – С. 139–146.

2. Коровин Е. С. Адаптация угловой системы координат к пеленгованию однокоординатным фазовым пеленгатором // Сборник докладов XVI Международной научнотехнической конференции «Радиолокация, навигация, связь» RLNC-2010. – Воронеж: НПФ «Саквоее», 2010. – Т. 3. – С. 2378–2396.

3. Коровин Е. С. Двумерная фазовая пеленгация линейной антенной решёткой в угловой системе координат «пеленг-пеленг» // Сборник докладов III научно-технической конференции «Обмен опытом в области создания сверхширокоплосных РЭС». – Омск: ОАО «ЦКБА», 2010. – С. 109–116.

# РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРОННОЙ ЧАСТИ СЕРВОПРИВОДА ДЛЯ МАЛОЙ БЕСПИЛОТНОЙ АВИАЦИИ

Н. М. Боев, Е. Д. Крылов, В. А. Глинчиков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: nik88@inbox.ru

В статье рассматриваются классические сервоприводы, предназначенные для радиоуправления радиотехническими устройствами различного базирования, указываются недостатки данных приводов, обозначаются возможные способы их устранения; описывается новое устройство электронной части сервопривода, разработка которого позволяет устранить некоторые недостатки классических схем и применить это устройство на беспилотном летательном аппарате гражданского назначения.

В настоящее время активное развитие получает беспилотная авиация гражданского назначения. Одной из проблем, стоящих на пути к созданию надежного беспилотного летательного аппарата (БПЛА) высокой живучести, является конструирование отказоустойчивых сервоприводов.

В состав сервопривода входят следующие узлы:

- привод (электромотор с редуктором);
- датчик обратной связи (переменный резистор или преобразователь угол-код);
- блок управления;
- блок стабилизации питания (может отсутствовать).

Для обеспечения высокой надежности устройства сервопривода в целом, к каждому из его узлов предъявляется ряд требований. Вал электромотора и валы редуктора должны крепиться на корпусе устройства с помощью шарикоподшипников, детали редуктора должны быть выполнены из износостойких материалов. В качестве датчика обратной связи может быть применен переменный резистор или энкодер (преобразователь угол-код). В случае применения переменного резистора необходимо учитывать его малый срок службы из-за износа рабочей поверхности резистивной пленки. В качестве приводного электромотора могут использоваться как коллекторные двигатели постоянного тока, так и бесколлекторные двигатели. Блок управления может быть цифровым или аналоговым. Блок питания должен обеспечивать стабилизированное питание блока управления и драйвера электромотора.

Рассмотрим типичный цифровой сервопривод (рис. 1).

Несмотря на применение бесколлекторных двигателей, надежной механики и цифрового управления, классические сервоприводы имеют несколько существенных недостатков:

 управление сервоприводом осуществляется с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ);

- отсутствие, как правило, блока стабилизации напряжения питания;
- полное отсутствие обратной связи сервопривода с командным устройством.



Рис. 1. Сервопривод S2075 производства компании Traxxas [1]

Применение ШИМ для управления сервоприводом с неэкранированными линиями передачи управляющего сигнала приводит к тому, что линия передачи является как источником, так и приемником импульсных помех, что может привести к сбоям в работе сервопривода.

Отсутствие блока стабилизации питания ведет к резкому сужению диапазона питающих сервопривод напряжений; кроме того, в случае повышенной нагрузки или заклинивания рулевых тяг, через линию питания неограниченное время может протекать значительный ток (зависящий от сопротивления обмоток двигателя), вызванный блокировкой двигателя, что недопустимо, так как может привести к перегреву двигателя сервопривода и к повышенной нагрузке на сеть бортового питания летательного аппарата.

Отсутствие какой-либо обратной связи сервопривода с командным устройством приводит к невозможности постоянного контроля над состоянием последнего. Для некоторых аэродинамических компоновок отказ привода необходимо диагностировать в течение долей секунды, чтобы своевременно принять меры по автоматическому спасению БПЛА.

Работа по устранению вышеназванных недостатков привела к созданию нового сервопривода на основе промышленных моделей. Механическая часть классического сервопривода подверглась незначительным изменениям, полностью переработана электронная часть устройства, блок-схема которой показана на рис. 2.



Рис. 2. Блок-схема электронной части сервопривода

Источник стабилизированного питания представляет собой импульсный преобразователь напряжения. Существенным преимуществом используемого преобразователя напряжения является динамическая защита от токов короткого замыкания, что позволяет защитить бортовую сеть питания летательного аппарата от перегрузок.

Управляющим узлом схемы является микроконтроллер компании Atmel. Его основные задачи: управление драйвером двигателя; обработка информации с датчика угол-код; поддержка связи с центральным блоком управления БПЛА через байт-ориентированный протокол.

В качестве датчика углового положения выходного вала редуктора используется преобразователь угол-код на основе датчиков Холла. Замещение переменного резистора энкодером усложнило программу микроконтроллера, но тем самым удалось увеличить надежность устройства в целом.

Связь с центральным блоком управления поддерживается посредством интерфейса RS485, представляющего собой стандарт передачи данных по двухпроводному полудуплексному многоточечному последовательному каналу связи. Передача данных в обоих направлениях осуществляется с помощью дифференциальных сигналов, передаваемых по витой паре. По одной из линий передается сигнал (линия A), а по другой (линия B) его инверсная копия. При этом между двумя линиями витой пары всегда есть разница потенциалов, что и позволяет получить большую помехоустойчивость к синфазным помехам. Помехозащищенность такого способа двусторонней передачи данных значительно выше, чем при использовании широтно-импульсной модуляции.

В рабочем режиме сервопривода непрерывно происходит анализ рабочей нагрузки, тем самым имеется возможность динамического контроля над ее изменениями, что позволяет автопилоту производить сравнение нагрузок на разные управляющие органы самолета и принимать своевременное решение о компенсировании заклинившего привода симметричным рулем.

Согласно техническому заданию разработана принципиальная электрическая схема устройства и спроектирована печатная плата. Печатная плата устройства может размещаться как внутри сервопривода, так и снаружи – в отдельном корпусе, который крепится с торца корпуса стандартного сервопривода.

Для управления сервоприводом разработана система команд, показанная на рис. 3. Стрелками указаны возможные направления передачи данных.



Рис. 3. Система команд управления сервоприводом

Система команд состоит из команд настроек протокола обмена данными и команд обслуживания сервопривода. Для управления работой сервопривода предусмотрено две группы команд. В первую группу входит команда управления сервоприводом, во вторую группу входят команды сбора параметров работы сервопривода: запрос текущего положения; запрос интегральных параметров нагрузки на сервопривод за определенный промежуток времени.

Вид готового устройства показан на рис. 4.



Рис. 4. Фотография рабочего устройства

На текущий момент разработка электронной и механической частей сервопривода завершена, происходит отладка устройства в реальных условиях эксплуатации в комплексе БПЛА «Дельта».

#### Список источников

1. Traxxas // Traxxas. URL: http://www.traxxas.com/products/trx\_products.htm (дата обращения: 25.02.2011).

# СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ТРЕМОРА КОНЕЧНОСТЕЙ НЕЙРОБОЛЬНЫХ

И. С. Лопин, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: lis-il@inbox.ru

В статье рассматриваются основные технические методы регистрации и измерения тремора конечностей, приведён обзор существующих образцов техники данного профиля. Приводится описание разработанной системы измерения тремора, использующей в качестве датчиков аналоговые видеокамеры, информация от которых преобразуется в цифровой вид и обрабатывается посредством ЭВМ.

Создание новейших систем медицинской диагностики и лечения заболеваний – одно из приоритетных направлений развития современной техники в целом и электроники в частности.

Острой проблемой современности является выявление неврологических патологий. Одним из проявлений такого рода заболеваний является тремор различных частей тела

человека. Важно отличить естественный физиологический тремор, свойственный любому здоровому человеку, от тремора патологического, сигнализирующего о наличии нарушений нервной системы.

В настоящее время готовых методик объективной оценки тремора, практически, не существует. Медики в своей практике прибегают к всевозможным приёмам, позволяющим субъективно оценить величину и характер тремора, а именно – наблюдение за колебаниями листа бумаги, лежащего на исследуемой конечности, анализ выполнения пациентом различных заданий на точность и т. п. Однако все эти способы не дают возможности произвести точную количественную оценку тремора, а также, в силу своей субъективности и низкой точности, не позволяют оценивать динамику изменения состояния пациента, особенно при параллельном наблюдении его несколькими специалистами.

Сложность аппаратной регистрации тремора и объективной его оценки заключается в том, что он проявляется достаточно разнообразно и при различных условиях. Однако медики выделяют три основных вида тремора: тремор покоя, постуральный и интенционный [1]. Тремор покоя проявляется в основном в неподвижном состоянии конечности, при движениях он уменьшается. Постуральный тремор особенно выражен при удержании конечности на весу. Интенционный тремор проявляется при выполнении конечностью произвольных движений, уменьшается в состоянии покоя.

Технические требования к системе измерения тремора формулируются исходя из отмеченных особенностей.

В 80-х годах прошлого века было предложено устройство с металлической пластиной, в которой прорезана щель. Пациент должен провести металлический щуп по этой щели, стараясь не касаться её краёв. Используя щели разной ширины можно со значительной долей приближения оценить величину интенционного тремора. Сегодня наиболее распространённым способом является применение акселерометрических датчиков, закрепляемых на исследуемой конечности. На основании изменяющегося во времени ускорения, регистрируемого акселерометрами, производится вычисление значений амплитуды, частоты и других параметров тремора. Опытные образцы таких устройств используются в некоторых медицинских учреждениях мира, однако эксплуатация их носит экспериментальный характер. Важнейшим недостатком акселерометрических датчиков является их значительная масса (от единиц до десятков граммов). Датчик, будучи закреплённым на исследуемой части тела, демпфирует возникающие колебания, что особенно проявляется при исследованиях тремора пальцев. Такое демпфирование не только снижает точность, но и делает невозможной регистрацию колебаний с небольшой амплитудой и высокой частотой (например, повышенный физиологический тремор у лиц, страдающих вегетососудистой дистонией). Таким образом, была поставлена задача создать устройство, позволяющее зарегистрировать тремор, точно измерить его параметры, не закрепляя никаких посторонних предметов на исследуемой части тела.

Первоначальной разработкой авторов в области мониторинга нейробольных явилась система измерения тремора в единственной плоскости (СИТ-1), использующая в качестве датчика видеокамеру. Такая система позволяет производить регистрацию тремора конечности (руки или отдельно взятого пальца) в двумерной системе координат, вносить полученные данные в память компьютера, математически обрабатывать их, определять амплитудно-частотные и статистические данные с последующим выводом полученных результатов на экран монитора. Аппаратно система представляет собой видеокамеру с аналоговым выходом видеосигнала стандарта РАL и персональный компьютер, снабжённый устройством аналого-цифрового преобразования видеосигнала. Таким образом, в ПК поступает стандартный видеосигнал с заключённой в нём информацией о местоположении исследуемого объекта (конечности), а все дальнейшие операции по извлечению из сигнала полезной информации, а также по её обработке производятся программными средствами.

Благодаря этому такая система может быть усовершенствована без изменений/усложнений конструкции, а только лишь путём применения нового программного обеспечения.

Было разработано два программных продукта для системы первого образца

Первый разработанный программный продукт позволил регистрировать лишь колебания конечности вдоль одной оси X, при этом данная ось при испытаниях ориентировалась обычно в направлении поперечном относительно исследуемой конечности. Результаты измерений представляются на экране монитора в виде графиков зависимостей перемещения вдоль оси X от времени.

Принцип получения полезной информации из видеосигнала следующий. Видеоряд преобразуется в последовательность отдельных графических файлов, каждый из которых соответствует одному кадру изображения. Далее программа обработки вычисляет положение области изображения, соответствующей исследуемой конечности. В заданной строке изображения вычисляется центр области. Вычисление центра по двум границам позволяет вдвое снизить погрешность определения координаты, нежели определение координаты по одной границе.

Полученное значение координаты исчисляется относительно центра кадра, т.к. центр кадра соответствует главной оптической оси видеодатчика, благодаря этому удобно со-поставлять реальные координаты объекта и координаты соответствующего объекту изображения в кадре.

Вычисление координат производится для каждого кадра, после чего из полученных данных формируется числовой массив.

Основными точностными характеристиками системы являются разрешение по координатам и разрешение по времени.

Точность определения координат зависит от разрешающей способности, а также от расстояния между исследуемым объектом и видеодатчиком. Однако при слишком малом расстоянии рабочее пространство установки уменьшается, что значительно снижает функциональность системы. Также на данном этапе выявляется ещё одна особенность системы с одним видеодатчиком. Для получения точных результатов определения координат объекта нужно, чтобы объект двигался по возможности в одной плоскости, перпендикулярной оптической оси видеодатчика. В противном случае расстояние до видеодатчика будет изменяться и возникнет ошибка определения координаты (поперечное движение объекта одной и той же амплитуды, но на разных расстояниях от видеодатчика будет определено различно – чем ближе к видеодатчику, тем большее значение амплитуды будет определено)

Вторая версия программного обеспечения (вариант СИТ-2) позволяет без изменений аппаратной части производить измерения тремора в двух координатах. Информация отображается в виде трёх графиков:

- Траектория движения исследуемого объекта в координатной плоскости ХОҮ

- Зависимость положения объекта по оси Х от времени

- Зависимость положения объекта по оси У от времени

Такая система позволяет более полно в сравнении с первым вариантом оценивать характер движения конечности, выявлять тремор и определять его амплитудные, частотные и статистические характеристики. В медицине такая установка может быть использована для оценки всех трёх видов тремора. Для оценки интенционного тремора обследуемому пациенту, например, предлагают коснуться пальцем метки, нанесённой на экран установки. При этом производится анализ и оценка траектории продольного (поступательного) движения руки, траектория поперечного (колебательного) движения, а также точность попадания в область метки (сопоставление координат метки и координат конечного положения пальца). Дальнейшее развитие системы состояло в обеспечении трехкоординатных измерений с целью получения объективной картины мышечной деятельности больного, а также оценки параметров тремора при умышленных движениях рукой (выполнение заданий медицинского работника и т. п.)

Третий вариант системы (СИТ-3) отличается наличием двух видеодатчиков, главные оптические оси которых перпендикулярны и пересекаются приблизительно в центре рабочего пространства системы. Количество экранов также увеличено до двух, расположены они перпендикулярно – каждый против соответствующего видеодатчика.

Структурная схема СИТ-3 показана на рис. 1, где 1 – источник света, 2, 7 – видеодатчики, 3 – устройство сбора данных от видеодатчиков, 4 – ЭВМ, 5 – видеоконтрольное устройство, 6 – печатающее устройство.

СИТ-3 позволяет измерять перемещения объекта в трёх координатах, при условии, что объект не выходит из поля обзора хотя бы одной из камер.



Рис. 1

Принцип сложения информации, поступающей од двух камер воедино следующий. Каждая из видеокамер, независимо от другой, производит съёмку объекта. Видеоряд, поступающий в ЭВМ, записывается в память. При этом осуществляется жёсткая привязка каждого кадра видеоряда к времени внутренних часов ЭВМ. Частота обновления кадров обеих камер одинакова, однако синхронность поступления от первой и второй камер не обеспечивается, так как не является обязательной.

Видеоряд, полученный от каждой камеры, обрабатывается по алгоритму двухкоординатной СИТ-2, т.е. из него извлекается информация о смещении объекта относительно центра кадра, при этом величина смещения исчисляется в пикселях. Простой перенос такой информации от обеих камер в трёхмерную систему координат не даст корректного графика перемещения объекта, так как при таком простом переносе не учитывается разность перемещения объекта, соответствующую одному пикселю при разных расстояниях между объектом и видеокамерой. Иначе говоря, смещение объекта на одну и ту же величину Х вблизи объектива камеры и на удалении от него будет соответствовать смещению изображения на М и N пикселей соответственно, при этом очевидно, что М≠N. Данный факт вызывает необходимость введения поправки на расстояние от объектива в математическую часть при вычислении фактического перемещения объекта. В случае СИТ-3 с применением двух видеокамер, направленных перпендикулярно, данная задача вполне решаема. В такой системе применяется «взаимопоправка», т.е. информация от камеры X используется для поправки вычисления координаты У и наоборот.

Положим, что объект располагается в поле обзора обеих видеокамер (рис. 2) и смещён от оси ОХ на расстояние y, а от оси ОУ на расстояние x. Каждому из этих смещений соответствует некоторое количество пикселей, на которое смещено изображение объекта относительно оптических осей камер. Смещению x соответствуют  $n_x$  пикселей, а смещению  $y - n_y$  пикселей. Величину смещения по оси ОХ, соответствующую 1 пикселю камеры, перпендикулярной к этой оси обозначим как  $p_x$ , а величину смещения по оси ОУ, соответствующую 1 пикселю камеры, перпендикулярной к этой оси –  $p_y$ .



Рис. 2

Составим систему из двух уравнений с двумя неизвестными (x, y):

$$\begin{cases} x = p_x \cdot n_x = S \cdot (y_0 + y) \cdot n_x \\ y = p_y \cdot n_y = S \cdot (x_0 + x) \cdot n_y \end{cases}$$

где S – масштабный коэффициент.

$$\begin{cases} x = S \cdot (y_0 + y) \cdot n_x \\ y = S \cdot (x_0 + x) \cdot n_y \end{cases}$$

Решение этой системы позволяет получить искомые данные о фактическом смещении объекта в пространстве. Полученные данные используются для построения соответствующих графиков и вычисления статистических данных.

Результаты измерений СИТ-3 выводятся на экран монитора ПК в виде графиков в осях «Смещение-время». Для каждой из координат смещения – свой график. Т.е. при работе по трёхкоординатной системе на экран выводятся 3 графика. Данные сохраняются в памяти ПК в виде числовых массивов, по которым в дальнейшем могут быть восстановлены соответствующие графики. Вычисляется и индицируется дисперсия случайного процесса - изменения положения исследуемой конечности относительно установленной точки (центра кадра изображения, а равно и главной оптической оси камеры) Определяется и индицируется спектральная функция сигнала в координатах мощность – угловая частота.

# Список источников

1. http://medbiol.ru/medbiol/har/00609026.htm

# ДИСТАНЦИОННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

Г. К. Макаренко, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 Email: Mgrkon@gmail.com

В докладе рассматривается мобильный комплекс дистанционного исследования состояния энергетических объектов с использования глобальных навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС и GPS как основного средства координатно-временного обеспечения. Подробно рассмотрен вопрос вычисления координат повреждения относительно диагностического летательного аппарата.

Глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) ГЛОНАСС и GPS обеспечивают высокоточное определение целого набора навигационных параметров (текущих координат, скорости, путевого угла, а также углов курса, тангажа и крена) объектов различного назначения, в том числе воздушных и космических. Широкие функциональные возможности и простота использования ГНСС являются причиной их использования во многих сферах человеческой деятельности и приводят к тому, что ГНСС в настоящее время стали основным средством координатно-временного обеспечения.

Одной из перспективных областей применения ГНСС является их использование в мобильных комплексах дистанционной тепловизионной диагностики энергетических объектов, в том числе и воздушных линий (ВЛ) электропередач [1].

Предлагаемый мобильный комплекс дистанционного исследования состояния энергетических объектов (рис. 1), включает в себя следующие технические средства [1]:



Рис. 1. Мобильный комплекс исследования состояния энергетических объектов

Аппаратура подвижного объекта, обозначенная на рис. 1 цифрой 1, размещаемая, например, на борту летательного аппарата (ЛА), в состав которой входят:

• Навигационная аппаратура потребителей (НАП) ГНСС, например, типа МРК-32 [2], обеспечивающая определение координат, скорости, курсового угла, тангажа и крена ЛА;

• приемник корректирующей информации (КИ) используемый для реализации режима определения координат ЛА в дифференциальном режиме работы ГНСС; • тепловизор для определения мест локальных перегревов ВЛ, например, типа ТН7102 NEC;

• измеритель вектора напряженности (ИВН) электромагнитного поля ВЛ [3];

• вычислительный блок, обеспечивающий совместную обработку и накопление массивов измерительной информации тепловизора, аппаратуры MPK-32 и ИВН с целью решения оперативных задач, а также последующего анализа результатов диагностики.

Аппаратура контрольно-корректирующей станции (ККС), обозначенная на рис. 1 цифрой 2, необходимая для реализации дифференциального режима определения координат ЛА, а затем и места повреждения, в состав которой входят:

 НАП ГНСС ГЛОНАСС/GPS, осуществляющая измерения радионавигационных параметров (координат и квазидальностей) в точке расположения ККС, координаты которой известны с геодезической точностью;

• формирователь корректирующей информации (КИ), обеспечивающий определение поправок к значениям измеренных НАП ККС радионавигационных параметров в соответствии с выражением [4]:

$$\Delta r_i = r_{KC_{2i}} - \tilde{r}_{KC_i},\tag{1}$$

где: i = 1...n – текущий номер принимаемого КА; n – общее число КА, принимаемых НАП ГНСС;  $\tilde{r}_{KCi}$  – псевдодальности, измеренные ККС;  $r_{KCi}$  - эталонные псевдодальности для ККС, рассчитанные исходя из известных координат ККС и эфемерид наблюдаемых навигационных спутников;  $\Delta r_i$  - поправки к измеренным псевдодальностям, передаваемые по радиоканалу на борт ЛА;

 передатчик КИ, обеспечивающий передачу поправок к значениям радионавигационных параметров на ЛА в соответствии с международным стандартом передачи корректирующей информации RTCM SC-104 [4].

Для решения задачи измерения угловых координат необходимо осуществлять пересчет направляющих косинусов из одной системы координат в другую. При этом направления могут быть заданы в виде углов: азимута, угла места и крена объекта. Кроме того используются прямоугольные системы координат: топоцентрическая система координат (ТЦСК) и геоцентрическая система координат (ГЦСК). Координаты навигационных космических аппаратов (НКА) задаются в ГЦСК, координаты объекта-потребителя определяются в ГЦСК, после чего они могут быть пересчитаны в географическую систему координат [4].

ТЦСК (рис. 2) представляет собой прямоугольную систему координат с центром, находящимся в центре масс объекта, в которой ось 0Х направлена на Север (по истинному меридиану), ось 0У направлена вертикально вверх, ось 0Z дополняет систему координат до правой и направлена вправо по горизонтали (на Восток) [6].

Азимутальный угол  $\psi_{a \pi a}$  – это угол между проекцией продольной оси ОА объекта на горизонтальную плоскость (плоскость XOZ) и осью ОХ (направлением на север).

Угол места  $\psi_{\rm ум \, лa}$  – это угол между продольной осью объекта и горизонтальной плоскостью (рис. 2).

Угол крена  $\psi_{\rm K,na}$  – это угол между поперечной осью объекта и горизонтальной плоскостью ZOX (рис. 3).

Угловое положение тепловизора относительно ЛА задается известным углом между продольной осью ЛА (OA) и направлением визирования объектива тепловизора (OB) в

проекции на горизонтальную плоскость  $\psi_{a \kappa}$ , а также углом между векторами ОА и ОВ в проекции на вертикальную плоскость  $\psi_{\rm VM \kappa}$  (рис. 4).

На рис. 4 введены следующие обозначения: *О* – точка расположения объектива тепловизора; А – вектор, параллельный продольной строительной оси ЛА, проведенный из точки *О*; *B* – точка повреждения, координаты которой требуется определить.



Рис. 4. Углы места и азимута направлением визирования объектива тепловизора соответственно в ТЦСК ЛА

Согласно рис. 4 азимут  $\psi_{a \Pi}$  и  $\psi_{yM \Pi}$  угол места направления визирования объектива тепловизора определяются как:

$$\psi_{a \Pi} = \psi_{a \kappa} + \psi_{a \pi a},$$

$$\psi_{yM \Pi} = \psi_{yM \pi a} + \psi_{yM \kappa}$$
(2)

Тогда направляющие косинусы вектора, соответствующего направлению визирования объектива тепловизора в ТЦСК  $\cos\beta_{x, y, zT}$  определяются в соответствии с формулами [6] как:

$$\cos\beta_{\rm XT} = \cos\psi_{\rm a\,\Pi} \cdot \cos\psi_{\rm YM\,\Pi},$$

$$\cos\beta_{\rm YT} = \sin\psi_{\rm YM\,\Pi},$$

$$\cos\beta_{\rm ZT} = \sin\psi_{\rm a\,\Pi} \cdot \cos\psi_{\rm YM\,\Pi}$$
(3)

Вектор-направление визирования объектива тепловизора  $\cos\beta_{x, y, z}$ , заданный направляющими косинусами в ТЦСК (3) пересчитывается в ГЦСК по следующим формулам [6]:

$$\cos\beta_{\rm X} = -\sin\varphi \cdot \cos\lambda \cdot \cos\beta_{\rm XT} + \cos\varphi \cdot \cos\lambda \cdot \cos\beta_{\rm YT} - \sin\lambda \cdot \cos\beta_{\rm ZT},$$
  

$$\cos\beta_{\rm Y} = -\sin\varphi \cdot \sin\lambda \cdot \cos\beta_{\rm XT} + \cos\varphi \cdot \sin\lambda \cdot \cos\beta_{\rm YT} + \cos\lambda \cdot \cos\beta_{\rm ZT},$$
  

$$\cos\beta_{\rm Z} = \cos\varphi \cdot \cos\beta_{\rm XT} + \sin\varphi \cdot \cos\beta_{\rm YT},$$
  
(4)

где φ – широта, λ – долгота места ЛА.

Расстояние D от ЛА в точке *O* до повреждения в точке B, вычисляется по следующей формуле (рис. 5):

$$D = \frac{h - ho \pi}{\cos \psi_{\rm N}},\tag{5}$$

где h – высота ЛА, hоп – высота подвеса провода на опоре ЛЭП,  $\psi_{\rm N} = 90^{\circ} + \psi_{a\Pi}$  – угол между вектором направления визирования объектива тепловизора *OB* и осью ОҮ, *D* – расстояние от ЛА в точке *O* до повреждения в точке B (рис. 5).

Тогда координаты повреждения x, y, z<sub>в</sub> в ГЦСК:

$$x_{\rm B} = x_{\pi a} + D \cdot \cos \beta_x,$$
  

$$y_{\rm B} = y_{\pi a} + D \cdot \cos \beta_y,$$
  

$$z_{\rm B} = z_{\pi a} + D \cdot \cos \beta_z,$$
  
(6)

где *x*, *y*, *z*<sub>ла</sub> – координаты ЛА в ГЦСК.

В качестве угломерной НАП предлагается использовать MPK-32 [2]. Данная аппаратура обеспечивает прием и обработку информации ГНСС ГЛОНАСС и GPS для определения координат места и параметров пространственной ориентации (курс, тангаж, крен) с погрешностью 0.1° – 0.3°. В состав одного комплекта аппаратуры MPK-32 входят три антенны и приемник ГЛОНАСС/GPS.



Рис. 5. Взаимное расположение ЛА и повреждения в вертикальной плоскости

Преимуществами использования тепловизионного контроля являются бесконтактный способ измерения температуры (объекты энергетики являются объектами повышенной опасности), а также возможность проводить диагностику энергетических объектов без вывода оборудования в ремонт, т.е. не прекращая подачу электроэнергии потребителям. Последнее обстоятельство накладывает некоторые ограничения на возможность использования тепловизионного контроля, т.к. при обследовании желательна нагрузка диагностируемой энергетической системы составляющая 50-100% от номинальной. Указанное ограничение делает невозможным использование комплекса диагностики на обесточенных (выведенных в ремонт) воздушных линия электропередач.

#### Список литературы

1. Сучкова, Г.А. Комплексное обследование и контроль технического состояния элементов ВЛ неразрушающими методами [Текст] / Г.А. Сучкова // Энергетик. – 2008. – № 4. – С. 20–22.

2. Макаренко, Г. К. Мобильные технические средства исследования энергетических объектов [Текст] / В.И. Кокорин, А.М. Алешечкин, Г. К. Макаренко // материалы XIV Междунар. науч. конф. «Решетневские чтения» (10–12 нояб. 2010, г. Красноярск) : в 2 ч. / под общ. ред. Ю. Ю. Логинова ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2010. – Ч. 1. – С. 151.

3. Приемоиндикатор спутниковых навигационных систем МРК-32 [Текст] : Рекламный проспект ФГУП «НПП «Радиосвязь». – Красноярск, 2006.

4. Пат. 2260198 Российская Федерация, МПК G01S13/93, G08G5/04. Способ определения кратчайшего расстояния до высоковольтной линии электропередач с борта лета-

тельного аппарата / В.М. Яблонский, Л.А. Терехова ; заявитель и патентообладатель – ОАО «Корпорация «Фазотрон-научно-исследовательский институт радиостроения». – № 2003136166/09; заявл. 16.12.2003, опубл. 10.09.2005, Бюл. № 25. – 9 с.

5. Шебшаевич, В. С. Сетевые спутниковые радионавигационные системы [Текст] / В. С. Шебшаевич. – М.: Радио и связь, 1993. – С. 408.

6. RTCM Recommended Standards For Differential GNSS (Global Navigation Satellite Systems) Service. Future Version 2.2. Future successor to RTCM recommended standards for differential NAVSTAR GPS Service Version 2.1 // RTCM Special Committee. – 1996. – № 104.

7. Методы измерения угловых координат объектов на основе глобальных навигационных спутниковых систем [Текст] : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.04 / Ю.Л. Фатеев; науч. рук. М.К. Чмых ; Краснояр. гос. техн. ун-т. – Красноярск, 1996. – 205 с. – (в пер.).

# АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ И РАЗРАБОТКИ СИСТЕМ ДИПОЛЬНОГО ИНДУКТИВНОГО ПРОФИЛИРОВАНИЯ

А. С. Глинченко, В. А. Комаров, О. А. Тронин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: AGlinchenko@sfu-kras.ru

Разработан комплекс аппаратно-программных средств, обеспечивающий оптимизацию параметров и характеристик систем дипольного индуктивного профилирования в процессе их разработки и эксплуатации.

Системы дипольного индуктивного профилирования (ДИП), основывающиеся на электромагнитных методах геоэлектроразведки, обеспечивают измерение эффективного сопротивления среды, включающей проводящие объекты, путём возбуждения и приёма гармонических полей на частотах от 20 до 10000 Гц. Аппаратура ДИП состоит из передатчика, приёмника, комплектов излучающих (передающих) магнитных диполей (МД) и датчиков магнитного поля (приёмных МД) и измерителя, входящего в состав её приёмной части.

В системах ДИП возможны разные методы косвенного измерения эффективного сопротивления среды – амплитудные, фазовые, амплитудно-фазовые, которые выполняются по разным компонентам электромагнитного поля (ЭМП) с использованием сложных функциональных зависимостей между измеряемыми параметрами сигнала и среды (функций измерения). В процессе разработки и эксплуатации таких систем возникают задачи оптимизации их параметров: мощности передатчика, чувствительности приёмника, точности измерений, помехоустойчивости, числа и значений рабочих частот, методов измерения параметров сигнала и среды, влияния нестабильности частот и др. Для решения этих задач и создан аппаратно-программный комплекс АПК-ДИП. Его программное обеспечение разработано в среде графического программирования *LabVIEW* 8.2, а ввод-вывод сигналов в ПЭВМ осуществляется с помощью платы сбора данных NI6251.

Комплекс состоит из программы преобразований компонент ЭМП в изучаемой среде, генератора-имитатора измерительных сигналов, цифровой модели приёмника и исследовательского ПЭВМ-измерителя.

С помощью программы преобразования компонент ЭМП, интерфейс которой показан на рис. 1, решается прямая задача – по заданным значениям эффективного сопротивления среды  $c_{3\phi}$ , частоты сигнала *f*, расстояния между передающим и приёмным МД *r*, чувствительности приёмной антенны  $\xi_A$ , чувствительности приёмника  $E_{np}$  и магнитного момента передающей антенны *M* вычисляются значения ЭДС  $E_{Ai}$  (или амплитуд  $U_{mi}$ ) и фаз  $\varphi_i$  гармонических сигналов на входе приёмника (выходе приёмной антенны) при разных сочетаниях ориентаций передающего и приёмного МД. Они выражаются через напряженности принимаемой магнитной компоненты поля  $H_i$ :  $H_i = [M/(4\pi r^3)] \cdot h_i$  и модули и аргументы магнитных чисел  $h_i$  как  $U_{mi} = \xi_A \cdot |H_i| = \xi_A \cdot [M/(4\pi r^3)] \cdot |h_i|$ ,  $\varphi_i = \arg\{h_i\}$ , которые в свою очередь функционально связаны через волновое число  $k = 2,809 \cdot 10^{-3} \sqrt{j \cdot f/c_{3\varphi}}$  с эффективным сопротивлением среды  $c_{3\varphi}$  [1]:

$$|h_i| = \psi_i(\mathbf{c}_{\mathfrak{s}\mathfrak{b}}), \ \varphi_i = \Phi_i(\mathbf{c}_{\mathfrak{s}\mathfrak{b}}). \tag{1}$$

Вычисленные значения модулей |*h*<sub>i</sub>| также выводятся программой.



Рис. 1. Интерфейс программы преобразований компонент ЭМП

При подключенном вертикальном передающем магнитном диполе (ВМД\_Пд) значения  $U_{mi}$ ,  $\varphi_i$  соответствуют компонентам магнитного поля  $H_z^z$ ,  $H_r^z$  (магнитным числам  $|h_z^z|$ ,  $|h_r^z|$ ), измеряемым с помощью вертикального приёмного магнитного диполя (ВМД\_Пр) ( $H_z^z$ ) и горизонтального приёмного магнитного диполя, ориентированного вдоль оси X (ГМД Пр-X) ( $H_r^z$ ).

При подключенном горизонтальном передающем магнитном диполе, ориентированном под углом 45<sup>0</sup> к профилю наблюдения (ГМД\_Пд-45), значения U<sub>mi</sub>,  $\varphi_i$  соответствуют компонентам магнитного поля  $H_y^x$ ,  $H_z^x$  (магнитным числам  $|h_y^x|$ ,  $|h_z^x|$ ), измеряемым с помощью горизонтального приёмного магнитного диполя, ориентированного вдоль оси Y (ГМД\_Пр-Y) ( $H_y^x$ ) и вертикального приёмного магнитного диполя (ВМД\_Пр) ( $H_z^x$ ).

Функциональные зависимости магнитных чисел определяются выражениями [1]:

$$h_{z}^{z} = -\frac{2}{k^{2} \cdot r^{2}} \cdot \left[9 - \left(9 + 9 \cdot k \cdot r + 4 \cdot k^{2} \cdot r^{2} + k^{3} \cdot r^{3}\right) \cdot e^{-k \cdot r}\right];$$
  
$$h_{r}^{z} = -k^{2} \cdot r^{2} \cdot \left[I_{1}\left(\frac{k \cdot r}{2}\right) \cdot K_{1}\left(\frac{k \cdot r}{2}\right) - I_{2}\left(\frac{k \cdot r}{2}\right) \cdot K_{2}\left(\frac{k \cdot r}{2}\right)\right],$$
 (2)

где *I*<sub>1</sub>, *I*<sub>2</sub>, *K*<sub>1</sub>, *K*<sub>2</sub> – модифицированные функции Бесселя первого и второго рода.

Для низкочастотного *горизонтального* магнитного диполя формулы для магнитных чисел имеют вид:

$$h_{y}^{x} = 3\sin 2\theta - \frac{\sin 2\theta}{k^{2} \cdot r^{2}} \Big[ 15 - \left( 15 + 15 \cdot k \cdot r + 6 \cdot k^{2} \cdot r^{2} + k^{3} \cdot r^{3} \right) e^{-k \cdot r} \Big]; \quad h_{z}^{x} = -h_{r}^{z} \cdot \cos \theta.$$
(3)

Также программой вычисляется значение обобщенного параметра  $Q = 10^6 \cdot c_{3\phi} / (r^2 \cdot f)$ , по возможным пределам которого определяются пределы измерения  $c_{3\phi}$ . В случае, если M не задано, то оно находится из условия, чтобы минимальное значение ЭДС сигнала на входе приёмника было равно или выше его заданной чувствительности  $E_{np}$ :  $M_{pacy} \ge E_{np}[4\pi r^3 / (\xi_A \cdot |h_i|_{min})]$ . Магнитный момент передающего диполя задаётся током рамки I, зависящим от ее площади S или диаметра витка D, и числа витков n:  $M = I \cdot n \cdot S = I \cdot n \cdot pD^2/4$ . По значениям S, n, а также эквивалентной добротности  $Q_3$  рассичтывается и чувствительность приёмной магнитной антенны:  $\xi_A = 2p \cdot f \cdot Q_3 \cdot S \cdot n$ .

Выводимые программой графики зависимостей (1) наглядно показывают, какой области зависимости соответствует измеряемое значение с<sub>эф</sub>.

Программа может быть использована для моделирования алгоритма поиска рабочей частоты f при априорно неизвестном значении с<sub>эф</sub>. Правильно выбранному значению частоты отвечают условия: модуль  $|h_r^z| -$ максимален; отношение модулей  $|h_z^z|/|h_r^z|$  заключено в пределах  $0,1 \le |h_z^z|/|h_r^z| \le 10$ . Второе условие минимизирует влияние на погрешность измерения неидеальности диаграммы направленности и неточности ориентации реального приёмного МД, когда совместно с основной компонентой поля, например,  $H_r^z$ , принимается и неосновная для данной ориентации компонента  $H_z^z$ . Аналогичные соотношения используются и при приёме компонент  $H_y^x$ ,  $H_z^x$ .

С помощью двухканального генератора-имитатора (рис. 2, *a*) формируются гармонические сигналы заданной частоты, к которым могут быть добавлены шум, гармоники и сосредоточенные помехи.

Их сумма обрабатывается цифровыми фильтрами (ЦФ), эквивалентными по полосе и усилению приёмному устройству системы (рис. 2,  $\delta$ ). Сигнал и побочные составляющие с выходов фильтров в режиме моделирования непосредственно считываются в буфер ПЭВМ-измерителя, а при физических измерениях вводятся в него через плату сбора данных NI6251.



Рис. 2. Лицевые панели генератора-имитатора (а) и цифрового приёмника (б)

Двухканальные сигналы генерируются при работе с комбинированной приёмной антенной (ВМД+ГМД). Значения амплитуд и начальных фаз сигналов устанавливаются автоматически в соответствии с рассчитанными выше значениями ЭДС сигналов и их фаз на входе приёмника. Они могут быть также изменены или заданы пользователем. Уровень сигнала на выходе приёмника (ЦФ) выбирается обычно в пределах (0,1–1) В. По нему и заданным значениям амплитуды входных сигналов определяются необходимые коэффициенты усиления каналов приёмника.

В двухканальном исследовательском ПЭВМ-измерителе (рис. 3) выполняется анализ сигналов и находятся измеренные значения их амплитуд, отнесенные к входу приёмника, или их отношений и начальных фаз (разностей фаз).

Вычисляя по ним значения модулей соответствующих магнитных чисел  $|h_i|=U_{mi}$ ·  $[4\pi r^3/(\xi_A \cdot M)]$  и обращая функции (1) с учетом (2), (3), определяется измеренное значение эффективного сопротивления среды  $\rho_{3\phi}$ :

$$\boldsymbol{\rho}_{\scriptscriptstyle \mathsf{b}\boldsymbol{\phi}|\scriptscriptstyle \mathsf{H}\mathsf{S}\mathsf{M}} = \boldsymbol{\Psi}_{i}^{-1}(|\boldsymbol{h}_{i}|), \ \boldsymbol{\rho}_{\scriptscriptstyle \mathsf{b}\boldsymbol{\phi}|\scriptscriptstyle \mathsf{H}\mathsf{S}\mathsf{M}} = \boldsymbol{\Phi}_{i}^{-1}(\boldsymbol{\phi}_{i}). \tag{4}$$

Путем сравнения полученного значения эффективного сопротивления среды (4) с его заданным значением находятся систематическая и случайная погрешности измерения  $\rho_{9\phi}$ .

Измерения параметров сигналов выполняются спектрально-весовым методом с использованием различных весовых функций по реализациям сигнала задаваемой длины, с усреднением или без усреднения, с разными способами коррекции погрешности наложения, вызываемой некратностью длины реализации периоду сигнала [2]. Наряду с измерениями амплитуд и начальных фаз обеспечивается также точное измерение частоты сигнала (отношения частот дискретизации и сигнала), что позволяет проводить реальные измерения без синхронизации передающего и приёмного устройств системы.

В качестве примера в табл. 1 приведены результаты измерения эффективного сопротивления среды по отношению амплитуд  $\overline{U}_{mz}^{z}/\overline{U}_{mr}^{z}$  – средние значения  $\rho_{\rm изм}$  и СКО  $\sigma_{\rho}$ . Они соответствуют заданному значению  $\rho_{\rm эф} = 1$  Ом·м, расстоянию r = 100 м, значениям частот 20, 200, 2000 и 20000 Гц, значению СКО шума, наложенного на сигнал,  $\sigma_{\rm ш} = 1$  мкВ. Измерения проводились при работе измерителя в режиме несинхронизированного ввода по числу выборок сигнала N = 512, взвешенных весовой функцией Ханна, и числу циклов усреднения спектров мощности сигнала, равному 16.



Рис. 3. Лицевая панель исследовательского ПЭВМ-измерителя

| <i>f</i> , Гц                                   | 20      | 200     | 2000    | 20000   |
|---|---------|---------|---------|---------|
| $\overline{U}_{m_z}^{z}$ , B                    | 3,59E-6 | 1,02E-6 | 1,02E-6 | 1,04E-6 |
| $\overline{U}_{m_r}^{z}$ , B                    | 1,02E-6 | 1E-6    | 4,32E-6 | 9,39E-6 |
| $\overline{U}_{m_z}^{z}/\overline{U}_{m_r}^{z}$ | 3,51    | 1,02    | 0,23    | 0,11    |
| , Ом·м  | 0,977   | 1,092   | 1,041   | 0,99    |
| σ <sub>ρ</sub> , Ом·м                           | 0,028   | 0,057   | 0,071   | 0,04    |

Таблица 1

Результаты измерения достаточно хорошо согласуются с исследованиями погрешностей измерения систем ДИП, изложенными в [4].

Исследовательские возможности аппаратно-программного комплекса позволяют оптимальным образом выбрать способ измерения и параметры для рабочего варианта измерителя, реализуемого на базе портативного компьютера, сопрягаемого с микроконтроллером приёмного устройства системы ДИП.

Результаты работы внедрены в микроконтроллерном варианте аппаратуры ДИП КАН-ЭММ, выпускаемой ОАО «Алмаззолотоавтоматика». Они используются также в научных исследованиях и учебном процессе в Сибирском федеральном университете. При наличии заказа на их основе возможна разработка портативных компьютерных систем ДИП нового поколения с пределами измерения эффективного сопротивления среды менее 0,01 – более 100 Ом м при расстоянии между передающим и приёмным магнитными диполями до 100 м.

#### Список литературы

1. *Вешев, А. В.* Электропрофилирование на постоянном и переменном токе / А. В. Вешев. – Л.: Недра, 1980. – 392 с.

2. Глинченко, А. С. Измерение параметров сигналов в системах низкочастотной индуктивной электроразведки / А. С. Глинченко, О. А. Тронин // Датчики и системы. – 2009. – № 9. – С. 14–18.

3. Глинченко, А. С. Исследование спектрально-весового измерения частоты сигналов / А. С. Глинченко, О. А. Тронин // Цифровая обработка сигналов. – 2010. – № 2. – С. 22–28.

4. Тронин, О. А. Анализ погрешностей измерения эффективного сопротивления среды при дипольном электромагнитном профилировании с измерением магнитного поля / О. А. Тронин //Маркшейдерский вестник. – 2007. – № 1. – С. 51–54.

# СИНХРОНИЗАЦИЯ ОПОРНЫХ НАЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ ИНТЕГРИРОВАННОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

В. Ф. Гарифуллин, Р. Г. Галеев, В. Н. Бондаренко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: vadimgar@mail.ru

Рассмотрены вопросы построения интегрированной системы морской навигации на базе космических радионавигационных систем ГЛОНАСС, GPS и широкополосной наземной радионавигационной системы среднечастотного диапазона.

Важным направлением повышения эффективности координатно-временного обеспечения (КВО) морских потребителей является создание интегрированных радионавигационных систем космического и наземного базирования. Несмотря на бурное развитие и значительные успехи, достигнутые в последние десятилетия космической радионавигацией, наземные радионавигационные системы (РНС) остаются важным дополнением к космическим навигационным системам (КНС), способствуя улучшению их характеристик при комплексном использовании.

Интеграция космических и наземных радионавигационных систем позволяет повысить эффективность навигационного обеспечения кораблей и судов ВМФ России: обеспечить высокую точность определения координат, параметров движения и пространственной ориентации, глобальность, непрерывность обсерваций при высокой оперативности, помехозащищенность и пр. [1–2].

Важное направление интеграции космических и наземных РНС связано с осуществлением синхронизации опорных станций наземной РНС по сигналам навигационных космических аппаратов (НКА) КНС. Примером могут служить РНС LORAN-C (отечественный аналог – РНС «Чайка») и разрабатываемая отечественная РНС «Спрут» [2].

Возможность внешней синхронизации наземных станций появилась благодаря разработке стандартов частоты с относительной нестабильностей 10<sup>-13</sup> и выше, а также развитию системы единого времени, что позволяет осуществлять синхронизацию излучения сигналов путем привязки к единой шкале времени (ШВ).

Требуемая периодичность коррекции шкалы времени каждой опорной станции наземной РНС определяется допустимым расхождением  $\Delta t_{non}$  ШВ наземной РНС и КНС, а также относительной нестабильностью  $\Delta f / f$  стандарта частоты. Так при  $\Delta f / f = 10^{-13}$  за 1 секунду и  $\Delta t_{\text{доп}} = 1,5$ нс (соответствует среднеквадратической погрешности по дальности 0,45м) требуемый интервал коррекции  $\Delta t_{\text{кор}} \le 1,5 \cdot 10^4 \text{ c} \square 4$  час.

Синхронизация опорных станций наземных РНС по сигналам НКА КНС, т.е. привязка ШВ опорных станций к системной шкале времени КНС, является важной составной частью *Концепции интеграции РНС наземного и космического базирования*, осуществляемой в целях создания на территории России единой системы координатно-временного обеспечения [3, 4].

В рамках указанной *Концепции* предполагается размещение на опорных станциях (OC) наземных РНС контрольно-корректирующих станций (ККС), сопрягаемых с аппаратурой управления и синхронизации OC. Помимо основной функции (формирование и передача данных о дифференциальных поправках для потребителей КНС) контрольно-корректирующие станции осуществляют извлечение из принятых сигналов НКА информации о точном времени и передачу ее в опорную станцию для использования при решении задачи синхронизации (привязки ШВ).

В докладе рассматривается интегрированная радионавигационная система на базе широкополосной РНС «Спрут» среднечастотного диапазона [2].

В состав РНС «Спрут» могут входить 3–4 наземные опорные станции с базовыми расстояниями 300–400 км и дальностью действия 600 км. Каждая ОС укомплектована контрольно-корректирующей станцией, которая принимает сигналы НКА, измеряет радионавигационные параметры (задержку дальномерного кода и фазу несущей) и вычисляет дифференциальные поправки для потребителей КНС. Данные о дифференциальных поправках поступают в опорную станцию и передаются в формате сигнала данной ОС методом фазовой манипуляции шумоподобного сигнала (ШПС).

Начальная синхронизация каждой ОС производится по сигналам навигационных космических аппаратов ГЛОНАСС и GPS путем привязки собственной шкалы времени к системной шкале ГЛОНАСС/GPS. Расхождение шкал времени определяется в результате решения системы навигационных уравнений

$$D_{j} = \left[ \left( X_{j} - X \right)^{2} + \left( Y_{j} - Y \right)^{2} + \left( Z_{j} - Z \right)^{2} \right]^{\frac{1}{2}} + c\Delta\tau, \quad j = 1, 2, ..., K,$$
(1)

где  $D_j$  – результат измерения псевдодальности по *j*-му НКА; (*X*, *Y*, *Z*) – координаты опорной станции; (*X<sub>j</sub>*, *Y<sub>j</sub>*, *Z<sub>j</sub>*) – координаты *j*-го НКА;  $\Delta \tau$  – погрешность синхронизации ШВ опорной станции относительно ШВ КНС (погрешностью синхронизации бортовых шкал НКА относительно системной шкалы времени можно пренебречь). Подстановка известных координат опорных станций и НКА в (2) позволяет определить погрешность синхронизации  $\Delta \tau_j = (D_j - D_0)/c$ ,  $D_0$  – так называемая *геометрическая* дальность (определяется первым слагаемым в (2) при условии известных координат (*X*, *Y*, *Z*) и (*X<sub>j</sub>*, *Y<sub>j</sub>*, *Z<sub>j</sub>*)), *с* – скорость распространения радиоволн.

Для обработки результатов измерений  $\Delta \tau_k (k=1,2,...)$  используется модель линейной регрессии с нормальными ошибками:

$$\Delta \tau_k = \Delta \tau_0 + k \Delta_\tau + \delta \tau_k,$$

где  $\Delta \tau_0$  – начальное значение временного сдвига на момент t = 0 (условно *нулевая* секунда),  $\Delta_{\tau} = \upsilon_{\tau} T_{\mu}$  – коэффициент регрессии;  $\upsilon_{\tau} = (\Delta f / f) 10^9$  нс/с – скорость изменения параметра  $\Delta \tau$ , определяемая относительным частотным сдвигом  $\Delta f / f$  (одинаковым для колебаний частоты 1Гц и частоты f опорного генератора);  $T_{\rm u} = 1$ с – длительность цикла измерения;  $\delta \tau_k$  – ошибка единичного измерения со стандартным отклонением  $\sigma_{\tau}$ .

Максимально правдоподобные оценки параметров  $\Delta \tau_0$  и  $\Delta_{\tau}$  определяются как

$$\mathbf{\hat{E}}_{\tau} = \mathbf{\hat{e}}_{\tau} = \frac{\Delta \mathbf{\hat{f}}}{f} = \frac{\sum_{k=1}^{n} k \Delta \tau_{k} - \frac{1}{2} n (n+1) \overline{\Delta \tau}}{n (n^{2} - 1)/12},$$
(2)

$$\Delta \mathbf{f}_{0} = \overline{\Delta \tau} - \frac{n+1}{2} \mathbf{f}_{\tau}, \qquad \overline{\Delta \tau} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^{n} \Delta \tau_{k}, \qquad (3)$$

где  $\overline{\Delta \tau}$  и  $\underline{A}_{\tau}$  – выборочное среднее значение и выборочный коэффициент регрессии,  $n = T_{_{\rm ИЗM}} / T_{_{\rm II}}$  – число отсчетов  $\Delta \tau_{_k}$  временного сдвига на интервале  $T_{_{\rm ИЗM}}$  (равное числу секундных интервалов). Оценки (2,3) являются несмещёнными (математические ожидания равны  $\upsilon_{_{\tau}}$  и  $\Delta \tau_{_0}$ ) и имеют дисперсии  $\sigma_{_{\upsilon}}^2 \cong (12/n^3)\sigma_{_{\tau}}^2$  и  $\sigma_{_0}^2 = \sigma_{_{\tau}}^2/n$  соответственно [5].

Коррекция расхождения  $\Delta \hat{\tau} = \Delta \mathbf{f}_0 + n \mathbf{f}_{\tau}$  (на момент  $t = T_{_{\rm HM}}$ ) ШВ каждой опорной станции относительно шкалы времени КНС осуществляется путем скачкообразного изменения частоты опорного генератора на величину  $\Delta f_{_{\rm KOP}} / f = -\Delta \hat{\tau} / \Delta t_{_{\rm KOP}}$ , неизменную на интервале  $\Delta t_{_{\rm KOP}}$  (например  $\Delta t_{_{\rm KOP}} = \mathbf{lc}$ ). При этом уменьшение (по модулю) временного сдвига от значения  $\Delta \hat{\tau}$  до нуля происходит с постоянной скоростью  $\upsilon_{_{\rm KOP}} = (\Delta f_{_{\rm KOP}} / f) \mathbf{10}^9 \, \text{нс/c}$  (*принцип плавного фазовращателя*). Максимальная скорость изменения временного сдвига  $\Delta \hat{\tau}$  определяется диапазоном перестройки частоты опорного генератора  $\pm \Delta f_{_{\rm max}} / f$ , который для эталонов времени и частоты обычно не превышает значения порядка  $\pm \mathbf{10}^{-7}$ , что соответствует  $\upsilon_{_{\rm KOP}} = \pm \mathbf{100} \, \text{нс/c}$ .

Допустимая погрешность синхронизации опорных станций (среднеквадратическое отклонение (СКО))  $\sigma_{Д\phi} \square 4-5$  нс соответствует СКО по дальности  $\sigma_D \square (1,2-1,5)$ м, что приемлемо для широкополосных РНС средневолнового диапазона с дальностью действия  $D_{\text{max}} \ge 600$ км.

Существенное снижение случайной погрешности сличения ШВ (до значений в сотни пикосекунд) может быть достигнуто при использовании фазовых измерений на несущих частотах в диапазонах  $L_1$  и  $L_2$  (в перспективе и  $L_3$ ) с помощью многоканальных ГЛО-НАСС/GPS приемников (24 канала и более [4]).

Благодаря применению внешней синхронизации по сигналам НКА КНС, рассмотренный способ позволяет весьма существенно сократить общее время синхронизации, так как отпадает необходимость поиска сигналов (беспоисковая синхронизация). Время, затрачиваемое на поиск сигналов, составляет более 50 % от общего времени синхронизации. Так при поиске с использованием многоканального устройства с числом каналов M = 100и априорном интервале задержек ШПС  $\tau \in [0, T_n]$ , пороговом отношении сигнал/шум в
полосе ШПС  $q_{\min} = -40$ дБ и вероятности аномальных ошибок  $P_{\min} < 10^{-3}$  время поиска составит более 3 минут [2].

Даже в тех случаях, когда неопределенность в синхронизации бортовой и системной ШВ достаточно велика и поиск сигналов необходим, комбинированный способ синхронизации имеет значительные преимущества перед способом автономной синхронизации. Так при неопределенности около 2мс (соответствует полной неопределенности относительно координат БС и известном с точностью порядка 100 мкс времени) процедура поиска сигнала при числе каналов M = 100 требует менее 10 шагов (общее время поиска менее 10 с против 3 минут при полностью автономной синхронизации) [2].

Кроме того, благодаря применению ШПС с большой базой (N >> 1) практически исключается влияние пространственных сигналов на точность синхронизации при условии, что уровень мешающих сигналов составляет не более 40дБ по отношению к полезному сигналу. Это соответствует условиям приема практически во всей рабочей зоне РНС.

Дополняя спутниковые PHC и способствуя улучшению их характеристик (целостности, точности и др.) при комплексном использовании, наземные PHC сохраняют возможность автономного функционирования. Это особенно важно для применения интегрированных PHC в условиях, когда нормальное функционирование КHC невозможно и наземные широкополосные PHC могут оказаться *безальтернативным средством навигационного обеспечения* морских кораблей и судов. В этом случае синхронизация излучения опорных станций достигается путем внутрисистемной синхронизации без привлечения внешних источников информации о точном времени. Поскольку данные о дифференциальных поправках в режиме автономной синхронизации не передаются, имеется возможность передачи в формате навигационного сигнала одной или нескольких опорных станций служебной информации (например, данных для коррекции ШВ).

В настоящее время на ФГУП НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск) изготовлены опытные образцы опорных и бортовых станций РНС «Спрут». С 2011 года планируется серийное производство радионавигационной аппаратуры «Спрут» взамен выпускавшихся ранее РНС «Брас», PC-10 и «Марс-75».

# Список литературы

1. Алёшечкин А.М., Бондаренко В.Н., Кокорин В.И. Применение интегрированных радионавигационных систем для повышения эффективности координатно-временного обеспечения.// Сб. докл. 2-й Всеросс. НТК «Фундаментальное и прикладное координатно-временное и навигационное обеспечение (КВНО–2007)», СПб., 2–5 апреля 2007.

2. Алешечкин А. М., Бондаренко В. Н., Кокорин В. И. Основные направления разработки радионавигационной аппаратуры в КГТУ// Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. – 2007. – № 1.

3. Комарицын А.А., Алексеев С.П. Некоторые подходы к формированию единой системы навигационно-временного обеспечения Российской Федерации // Труды ИПА РАН. – 2005. – Вып. 13. – С. 51–56.

4. Боровицкий В.Г. и др. Реализация концепции интеграции наземных радионавигационных систем дальнего действия и спутниковых навигационных систем // Труды ИПА РАН. – 2005. – Вып. 13. – С. 160–170.

5. Кендалл М. Статистические выводы и связи / М. Кендалл, А. Стьюарт: пер. с англ. – М.: Наука, 1973. – 899 с.

# СОЗДАНИЕ И АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ НА ОСНОВЕ ФИЗИЧЕСКОЙ АНАЛОГИИ С ПОЛЯРИЗОВАННЫМ СВЕТОМ

# Ю. И. Геллер

#### Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: geller@akadem.ru

Универсальный векторный формализм, развитый для описания прохождения произвольно поляризованного света в анизотропной поглощающей среде, применен к анализу и проектированию электрических четырехполюсников. Установленная взаимно однозначная аналогия позволяет сопоставлять физическим процессам в оптике передаточные свойства электрических четырехполюсников и наоборот, что имеет особое значение для разработки элементов квантовых компьютеров.

Введение. Использование оптических эффектов в веществе в настоящее время полагается перспективным методом ускорения действий и дальнейшей миниатюризации различных радиоэлектронных систем, а также как основное направление создания квантовых компьютеров. Развитие СВЧ-техники, применение лазеров в передаче, обработке и хранении информации привлекает радиоинженеров к изучению и применению оптических явлений. Поэтому установление соответствующих аналогий расширяет возможности унифицирования анализа соответствующих устройств и элементов, дает прямую возможность взаимно однозначного моделирования процессов в оптике и радиоэлектронике.

Основные базовые принципы аналогии. Поляризационные измерения занимают особое место среди оптических методов исследования вещества. Изучение характера изменения поляризации излучения, прошедшего через среду, позволяет получать информацию о структуре и симметрийных свойствах среды. Наиболее просто эта связь устанавливается в отсутствие поглощения, когда среда может быть описана одним эрмитовым тензором показателя преломления волн. В общем же случае сред низших сингоний учет поглощения значительно усложняет описание изменения характера поляризации излучения, так как тензор диэлектрической проницаемости определяется теперь не только тензором преломления, но и тензором поглощения, главные оси которых в общем случае не совпадают. При этом число независимых компонент тензора диэлектрической проницаемости удваивается, что приводит к значительному усложнению записи и анализа матриц Джонса и Мюллера вещества. В связи с этим получило развитие наглядное векторное описаний свойств среды, когда компонентам тензора диэлектрической проницаемости сопоставляются эффективные векторы в пространстве Пуанкаре. В данной статье четырехмерный векторный формализм, разработанный нами ранее, адаптирован к описанию достаточно общего типа линейных электрических четырехполюсников с учетом затухания сигналов. Важнейшим отличием является то, что основные свойства электрических систем выражены через два действительных эффективных вектора. Указана аналогия между описанием эволюции излучения и электрических сигналов с обобщенной квантовой двухуровневой системой [1]. Инвариантный относительно группы преобразований, совпадающей по структуре с группой лоренцевских поворотов в пространстве Пуанкаре, характер уравнений позволил развить простой метод определения собственных векторов Стокса сред, указать общие требования инвариантности относительно обращения времени процессов распространения поляризованного излучения в веществе.

В общем случае у строго поляризованной волны конец вектора напряженности электрического поля описывает эллипс. В комплексной записи эффективная амплитуда E задает характер поляризации иможет быть представлена через два независимых вектора  $E_1$  и  $E_2$ :  $E=E_1+iE_2$ . Тогда для E(t) получаем:  $E(t)=E_1\cos\omega t+E_2\sin\omega t$ . Взаимодействие излучения с произвольной оптической средой S приводит к преобразованию переменных  $E_1$  и  $E_2$  в переменные  $E_1'$  и  $E_2'$  (рис. 1а).



Рис. 1. (*a*) Линейная оптическая система S; (*б*) Линейный четырехполюсник W. Основной интерес представляют трансформации пар осциллирующих величин системами S и W

В отличие от оптической системы S электрический четырехполюсник («черный ящик») – это обобщенное понятие электрической цепи, рассматриваемой по отношению к четырем зажимам (полюсам). Четырехполюсники характеризуются двумя напряжениями (входным V и выходным V) и двумя токами (входным I и выходным Г). Любые из этих двух величин можно определить через две другие. Так как число сочетаний из четырех по два равно шести, то возможны шесть форм записи уравнений четырехполюсника A, Y, Z, H, G и B. Для определенности в дальнейшем будет рассматриваться форма B, которой соответствует преобразование:

$$\begin{pmatrix} I \\ V \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I \\ V \end{pmatrix},$$
(1)

где W<sub>ij</sub> комплексные элементы передаточной матрицы устройства. Импедансы входа и выхода определяются обычным способом:

$$Z = V/I, \qquad Z = V'/I', \tag{2}$$

и согласно уравнению (1) эти импедансы связаны билинейным соотношением:

$$Z = (W_{22}Z + W_{21})/(W_{12}Z + W_{11}).$$
(3)

Подобная билинейная связь часто используется и для описания поляризаций [2]. Однако более явную и интересную аналогию можно увидеть в формальной связи соотношений типа (1) для четырехполюсника и подобного соотношения с матрицей Джонса для поляризаций.

Бивекторная параметризация электронных устройств. Для выявления всех симметрийных свойств матриц  $\hat{W}$  и  $\hat{S}$  разложим их формально по полному набору 2×2 матриц Паули  $\sigma$  и единичной матрицы I:

$$\mathbf{AI} + \boldsymbol{\sigma} \, \mathbf{R} = \begin{pmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{pmatrix},\tag{4}$$

где  $A = \frac{1}{2} (W_{11} + W_{22}), \quad \vec{R} = \frac{1}{2} Sp \,\vec{\sigma}W = \frac{1}{2} (W_{12} + W_{21}, \quad i(W_{21} - W_{12}), \quad W_{11} - W_{22}).$ 

В силу комплексности вектор **R** удобно разложить на два действительных вектора **h** и **d** : **R=h+id.** Для поляризованных излучений вектор **h** характеризует поворот эллипса поляризации, а **d** – дихроизм (изменение степени эллиптичности сигнала). По отношению к поворотам  $\mathbf{R}^2$  является инвариантом, и вместе с этим инвариантами будут и величины:

$$I_1 = h^2 - d^2$$
,  $I_2 = hd$ . (5)

В зависимости от значений величин инвариантов можно выделить только три принципиально различных случая четырехполюсников:

1) 
$$I_1 \neq 0$$
,  $I_2 \neq 0$ ; 2)  $I_1 \neq 0$ ,  $I_2 = 0$ ; 3)  $I_1 = I_2 = 0$ ; (6)

В первом наиболее общем случае вектора d и h неортогональны. Поэтому к ним можно применить некоторое лоренцевского вида преобразование с параметром L, при котором вектора d и h будут параллельны общему направлению n:

$$L/(1+L^2) = [d \times h]/(d^2+h^2).$$
 (7)

Это наиболее простой случай. Все остальные варианты четырехполюсников получаются обратными преобразованиями. Отсюда легко установить минимальную принципиальную конструкцию четырехполюсника, которой будут соответствовать большое число других, связанных простыми преобразованиями структуры.

Рассмотрим теперь случай, когда векторы d и h ортогональны, но не равны по величине ( $I_1 \neq 0$ ,  $I_2=0$ ). В зависимости от знаков  $I_1$  можно выбрать лоренцевскую систему с d'=0 ( $I_1>0$ ) (чисто гиротропная среда, т.е. происходит только поворот плоскости поляризации без изменения эллиптичности). Если  $I_1<0$ , то существует лоренцевская система, в которой среда чисто дихроична. Это означает только различие коэффициентов затухания нормальных волн четырехполюсника без изменения их когерентной суперпозиции.

Наконец рассмотрим случай, когда I<sub>1</sub>=I<sub>2</sub>=0. В оптике такие среды обладают сингулярными оптическими осями. Характер затухания сигналов здесь будет существенно неэкспоненциальный.

Таким образом, благодаря векторному подходу удается выделить принципиально важные типы четырехполюсников, что позволяет как упростить конструкцию, так и получать заданные параметры простым и ясным путем. Кроме того, взаимно однозначная аналогия с оптикой открывает конкретный путь развития радиоэлектроники на оптические элементы хранения и переработки информации без преобразований в электрические сигналы, что представляется в настоящее время принципиальным для значительного увеличения быстродействия различных систем.

## Список литературы

 Геллер Ю.И., Малиновский В.С., Шапиро Д.А. Четырехмерная теория взаимодействия двух распадающихся состояний // ЖЭТФ. – 1985. – Т. 88. – Вып. 4. – С. 1177–1181.
 Азам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. – М.: Мир, 1981. – 584 с.

# МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ СИСТЕМА СБОРА ДАННЫХ КОСМИЧЕСКОГО НАНОСПУТНИКА

Н. И. Виноградов, И. А. Кудрявцев (научный руководитель)

Самарский государственный аэрокосмический университет им. академика С.П. Королева 443086, Россия, г. Самара, Московское шоссе, 34 E-mail: ampelos@mail.ru

В данной публикации рассматриваются основные аспекты конструирования и программной реализации встраиваемого бортового компьютера для наноспутника, выполняющего сбор и отправку данных о состоянии спутника во время полета в научно-исследовательских целях.

В последнее время все большую популярность в области получения научных данных о Земле и околоземном космическом пространстве получают научно-образовательные микро- и наноспутники, характеризующиеся малыми габаритами, низкой стоимостью проектирования и практической реализации, но отличающиеся достаточным уровнем аппаратной и программной оснащенности для решения широкого круга научно-образовательных задач по получению экспериментальных данных о характеристиках полета космического аппарата. В работе рассматриваются технические аспекты разработки электронного оборудования для сбора, первичной обработки, хранения и доставки на Землю телеметрической информации о полете микроспутника. В качестве аппаратной платформы разрабатываемого наноспутника был выбран одноплатный компьютер ТИОН-ПРО v2 российского производителя «Завод электрооборудования», выполненный в соответствии с промышленным стандартом PC104 [1]. Его основой является высокопроизводительный 32-разрядный микропроцессор EP9315 класса «система на кристалле», основанный на RISC-архитектуре ARM9, компании Cirrus Logic. Тактовая частота этого процессора составляет 200 МГц. Этот микропроцессор отличается достаточно высокой производительностью при низком энергопотреблении, широким набором встроенной периферии, устойчивостью к температурным воздействиям. Использование радиационнонестойкой элементной базы значительно снижает надежность системы управления в условиях открытого космоса, но в соответствии с концепцией создания научно-исследовательских наноспутников это является осознанным шагом в целях снижения стоимости изготовления, преодоления вопросов импорта электронной базы двойного назначения в Россию.

Вывод на орбиту наноспутника в составе третьей ступени ракеты-носителя позволяет значительно снизить стоимость доставки и увеличить количество запусков с целью замены вышедших из строя.

Разрабатываемый наноспутник должен выполнять следующие задачи:

1. Сбор, первичную обработку и хранение информации об изменениях состояния магнитного поля Земли, а также о навигационных параметрах полета космического аппарата.

2. Регулярная передача собранной информации на Землю посредством спутникового канала связи «Глобалстар».

3. В случае проблем связи с Землей через спутниковый канал обеспечение связи с помощью маломощного приемопередатчика ISM-диапазона в районе прямой видимости с наземной станцией.

В соответствии с поставленными задачами к компьютеру через последовательные интерфейсы RS-232 подключены магнитометр собственной разработки на анизотропных магниторезистивных датчиках, двусистемный (GPS/ГЛОНАСС) навигационный приемник и радиомодем системы спутниковой связи «Глобалстар», а также трансивер 433,92 МГц через последовательный интерфейс SPI. Собранные данные сохраняются в структурированную базу данных и при установлении сеанса связи отправляться на удаленный FTP-сервер.

В качестве программной платформы была выбрана современная, компонентная, многозадачная, многопоточная, многоплатформенная операционная система жесткого реального времени Microsoft Windows Embedded CE 6.0 R3 [2]. Она обладает следующими достоинствами:

• Широкие возможности по подключению периферийных устройств (экраны, мыши, клавиатуры, проводные и беспроводные датчики и сетевые устройства).

• Встроенная поддержка большого числа сетевых технологий различного назначения(TCP/IP, IPv4, IPv6, TAPI, VPN).

• Гибкость в выборе необходимой функциональности образа ОС.

Производитель одноплатного компьютера бесплатно предоставляет пакет поддержки разработчки, включающий в себя все необходимые драйверы и прикладные программы, полностью реализующие функциональность компьютера. Исходные коды всех компонентов ОС позволяют разработчику гибко настраивать систему для решения конкретных задач и минимизировать накладные расходы, связанные с работой ОС, в том числе, максимально сохранить свободное энергонезависимое пространство памяти для хранения собранной информации. Подсистема питания вычислительного комплекса включает в себя солнечные элементы питания на поверхности корпуса наноспутника, батарею гальванических элементов питания мощностью порядка 10 Вт\*ч, а также интегральный преобразователь напряжения для зарядки элементов питания. Гибкая система энергосбережения аппаратных устройств компьютера и операционной системы позволяют увеличить срок автономной работы всей электронной системы наноспутника.

В наноспутнике использован магнитометр собственной разработки на основе анизотропных магниторезистивных датчиков. Этот тип датчиков хорошо зарекомендовал себя для измерения магнитных полей Земного диапазона. Магнитометр представляет собой микроконтроллерное устройство, которое 10 раз в секунду измеряет напряженность магнитного поля Земли в трех взаимно перпендикулярных плоскостях и сохраняет их в собственную память. По команде бортового компьютера эти данные извлекаются через последовательный канал передачи данных RS-232.

Навигационный приемник Глобалстар GSP-1620 для связи с Землей использует группировку низкоорбитальных спутников связи, покрывающих 97 % поверхности земли [3]. Навигационный приемник подключается к СОМ-порту бортового компьютера и обеспечивает устойчивую передачу пакетов данных на скорости 9600 бод.

В качестве резервного канала связи используется маломощный приемопередатчик ISM-диапазона с частотой 433,92 МГц. Мощность передатчика составляет 0,5 Вт и обеспечивает устойчивую связь с Землей в зоне прямой видимости на расстоянии от 250 до 600 км, что соответствует предполагаемой высоте орбиты полета наноспутника. Чувствительность приемника составляет -120 дБм при ширине канала 12,5 кГц, что является типичным значением для современных цифровых приемопередатчиков [4]. Модуль трансивера имеет встроенный модем, обеспечивающий работу в режиме Гауссовской частотной манипуляции, являющейся одним из наиболее эффективных способов модулирования сигнала. Трансивер подключается к бортовому компьютеру наноспутника посредством последовательного интерфейса SPI.

Прикладное программное обеспечение бортовой системы управления создано с использованием пользовательского программного интерфейса WIN32API, который практически полностью был портирован из настольных версий ОС WINDOWS. Программирование выполнялось с использованием языка программирования C++. Прикладная программа с заданной регулярностью опрашивает внешние устройства для получения данных, выполняет выборку нужной информации и сохраняет ее на встроенном в бортовой компьютер FLASH-накопитель. В определенные промежутки времени программа выполняет попытки связи с землей путем настройки удаленного PPP-соединения через спутниковый терминал. Если попытки связи заканчиваются неудачей, то задействуется радиочастотный трансивер и в области прямой видимости наземного центра обработки данных устанавливается соединение и собранные данные передаются на Землю.

Благодаря встроенному в операционную систему Telnet серверу присутствует возможность дистанционного запуска прикладных программ, передачи данных на орбиту и контроля за работой системы. После установления PPP-соединения данные о сетевых настройках устройства передаются на Землю, после чего становится возможным дистанционное управление наноспутником.

После испытаний опытного образца наноспутника планируется расширение функциональности системы путем подключения цифровой фотокамеры через интерфейс USB 2.0 интерфейс, увеличение количества параметров, измеряемых системой с помощью датчиков температуры, влажности. В перспективе также предполагается применение радиомодема Российской низкоорбитальной системы спутниковой связи «Гонец» после ее окончательного развертывания. Это позволит повысить надежность связи и скорость передачи данных на Землю.

#### Список источников

1. Одноплатный компьютер ТИОН Проv2 [Электронный ресурс]. - http://zao-zeo.ru/catalog/sbc/79-tion-pro2

2. Павлов, С.В. Введение в Windows Embedded CE 6.0. [Текст] / С.В. Павлов, П.Ф. Белевский. – М.: Quarta Technologies, 2009.

3. Спутниковый модем Глобалстар для асинхронной и пакетной передачи данных Qualcomm GSP1620 [Электронный ресурс]. -http://www.globaltel.ru/user\_equipment/ gsp1620/

4. 500 mW 434M Wireless modem [Электронный ресурс]. - http://www.rf.net.tw/ Products/Radio Modem/RD232-H Wireless Modem 500mW/

# ЭЛЕКТРОННЫЕ БАЗЫ ДАННЫХ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ – ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ

А. А. Горчаковский, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: flidkrasnoyarsk@gmail.com

Разработка и тестирование медицинского оборудования с автоматическим анализом физиологических сигналов требует большого количества исходных данных с известными характеристиками. Эти данные могут быть получены при тесном сотрудничестве с медицинскими учреждениями, что увеличивает нагрузку на медицинский персонал, время разработки и тестирования медицинского оборудования. Данная проблема может быть решена с помощью электронных баз данных физиологических сигналов, существующих в настоящее время. Одной из них является архив PhysioBank.

При проектировании аппаратуры медицинского назначения, в частности, при разработке алгоритмов автоматического измерения параметров биомедицинских сигналов, возникает потребность в значительном количестве исходных данных с заранее известными характеристиками. Эта проблема может быть решена проведением множества экспериментов при сотрудничестве с медицинскими учреждениями, что влечёт за собой увеличение времени разработки и дополнительную нагрузку на медицинский персонал. Однако нет необходимости проводить экспериментальный сбор данных в полном объёме, поскольку существуют готовые наборы образцов физиологических сигналов, представленных в цифровом виде. Для удобного доступа к файлам сигналов и их описаниям созданы электронные архивы физиологических сигналов, одним из которых является PhysioBank [1]. В этом архиве содержится более 10000 записей оцифрованных физиологических сигналов с аннотациями (метками) квалифицированных медицинских специалистов, сортированных по 50 базам данных (БД).

Доступны БД следующих типов:

• Multi-Parameter Databases – комплексные БД (включают сигналы различных типов, например электрокардиограммы, значения артериального давления и содержания кислорода, электроэнцефалограммы)

• ECG Databases – БД электрокардиограмм

• Interbeat (RR) Interval Databases – БД кардиоинтервалограмм (содержат информацию, полученную из ЭКГ).

• Gait and Balance Databases – БД параметров ходьбы и равновесия

• Neuroelectric and Myoelectric Databases – БД электрических сигналов мышечной и нервной системы

• Image Databases – БД изображений (результаты магниторезонансной ангиографии)

• Synthetic Data – БД синтезированных сигналов (временные последовательности с заданными параметрами)

Базы данных также отсортированы в соответствии с классами:

• 1 класс – эталонные базы данных с полной информационной поддержкой

• 2 класс – архивные копии исходных данных как приложения к опубликованным научным исследованиям

• 3 класс – прочие наборы данных

Для начала работы с базой данных следует воспользоваться инструментом **PhysioBank ATM**, позволяющим отображать сигналы с метками событий, интервалограммы и гистограммы, преобразовывать файлы баз данных WFDB в текст и другие форматы (CSV, EDF или .mat) с помощью вёб-браузера. В момент написания статьи данный инструмент доступен по адресу http://www.physionet.org/cgi-bin/atm/ATM.

На рис. 1 представлен общий вид инструмента PhysioBank ATM.

| Edit View Bookmarks Widgeb  | ecg) - Opera<br>s Feeds Tools Help   |   |                            | <u> </u> |  |  |
|---|--|---|----------------------------|----------|--|--|
| > > 2 # 0 http://www.p  | physionet.org/cgi-bin/atm/ATM  |   | - Search with Google       | - P 🤒    |  |  |
| nd in page Find next  |  | 토 Voice 📑 A   | Author mode - EShow images | 160% 🖌 😒 |  |  |
| Home  | PhysioNet Library  | • PhysioBank • Phys                                     | sioToolkit · PhysioNetWor  | ks 🕺 🌌   |  |  |
|   | Input  |   |                            |          |  |  |
| Database: Apnea-EC  | G Database (apnea-ecg)   | ~   |                            |          |  |  |
| a01 🗸   | Signals: all 🗸 Annotations:  |   | Toolbox                    |          |  |  |
| Record: unaudited   | beat annotations (grs)   | ~   | Plot waveforms             | •        |  |  |
| unuuuuu   | Output   |   | Navigation                 |          |  |  |
| I (1 0.10   |  |   |                            |          |  |  |
| Length: • 10 sec  | gth: • 10 sec 01 min 01 hour 012 hours 0to end   |   |                            |          |  |  |
| Time • time/date • elapsed time • hours • minutes • seconds • samples   |  |   |                            |          |  |  |
| format:   |  | 1   | Help About ATM             |          |  |  |
| Data<br>format:   |  |   |                            |          |  |  |
|   |  |   |                            |          |  |  |
|   |  |   |                            |          |  |  |
| ECG CONTRACTOR  |  |   |                            |          |  |  |
| apr. 111111111111111111111111111111111111   |  |   |                            |          |  |  |
| 9. <b>A A A A A A A A A A A A A A A A A A A</b>   | ويستمح ومشاهدة المعد فيدعا فالمستحد والتأثر التنابل التكار الالكان التكافر المشاهر والأعيا | ومظهد بعنف وتصغير أتشغا بمديرة بالتقال بين أأتها الاتفا |                            |          |  |  |
| 0:00  | time   |   | 8:12:50                    |          |  |  |
| elected input: reco   | rd appea_ecg/a01_appotator ars_from 0:   | 00,000 to $0.10,000$ Apr                                | nea-ECG Database (annea-ec | a)       |  |  |
| Sected input record upical cognor, amount (15, non 0.000 to 0.10.000 Apica-record patabase (apica-cogra   |  |   |                            |          |  |  |
| 🗄 Coeperas x 📕 🕮 Downloads 🗴 🛃 mit-bih x 🛃 physionet x 🕹 Physiolet. 🔹 😨 neofxaga x 🕹 RAn introd x 🕹 Physiolan x 🔤 Physiolan x 🕹 Physiolan x 🕹 Physiolan x |  |   |                            |          |  |  |
| 0- 4- 0 -   |  |   | @.View (                   | 160%) -  |  |  |

Рис. 1. Общий вид инструмента PhysioBank ATM

Параметры «Input» позволяют выбрать базу данных, из которой будет производиться извлечение записи, имя записи, сигналы, подлежащие выводу или отображению, а также метки событий (Annotations) при их наличии. Параметры «Output» управляют форматом и количеством выборок. С помощью параметров «Toolbox» можно выбрать требуемый результат обработки (файл, изображение или текст) и участок сигнала, который необходимо отобразить или вывести в файл в данный момент. Результат работы инструмента будет отображен на экране монитора. Настройки, как на рис. 1, обеспечивают вывод изображения кардиограммы с отметками QRS комплексов (см. рис. 2).



Рис. 2. Результат работы инструмента PhysioBank ATM при выводе информации в графическом виде

Использование данного инструмента требует от исследователя большого количества действий и целесообразно при поиске нужных сигналов или просмотре содержимого баз данных. В случае, когда необходимо подвергать автоматическому анализу большое количество сигналов, можно воспользоваться исходными файлами, доступными для каждой из баз данных по адресу http://www.physionet.org/physiobank/database/. Записи в базе данных обычно состоят из нескольких файлов, например в базе MIT-BIH Arrhythmia Database [2] каждая запись включает три файла: файл меток хх.atr, заголовочный файл хх.hea и файл кардиосигналов хх.dat, где хх – имя записи. Файлы меток описывают особенности одного или нескольких сигналов в определённые моменты времени, например положение и тип QRS-комплексов сердечного ритма. Файл сигналов содержит сигнал в формате, описан-

ном в заголовочном файле. Более подробная информация о формате и содержимом файлов доступна по адресу http://www.physionet.org/physiotools/wag/wag.htm.

Использование баз данных физиологических сигналов с известными параметрами позволяет тестировать новые разрабатываемые алгоритмы автоматической расшифровки физиологических сигналов, делает возможным создание метрологического оборудования для проверки качества автоматического анализа сигналов и поверки медицинского оборудования. Некоторые зарубежные стандарты (например ANSI/AAMI EC57:1998) предусматривают такие проверки при аттестации электрокардиографов.

#### Список источников

- 1. http://www.physionet.org/physiobank/
- 2. http://www.physionet.org/physiobank/database/mitdb/

# СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ЭКГ

А. В. Мишуров, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26

На сегодняшний день одной из общемировых проблем является высокая смертность населения, вызванная, в частности, кардиологическими заболеваниями. Одним из наиболее перспективных путей уменьшения остроты проблемы является ранняя диагностика заболеваний, реализация которой возлагается, в основном, на персонал бригад скорой медицинской помощи. Однако распознавание заболеваний сердечнососудистой системы представляет собой достаточно сложную задачу. Поэтому актуальным является обеспечение бригад скорой медицинской помощи оборудованием оперативного контроля и диагностики функционирования сердечнососудистой системы пациента с возможностью передачи получаемых данных в крупный медицинский центр. Это обеспечивает прямую связь бригад скорой помощи и высококвалифицированных врачей-кардиологов крупных медицинских центров для получения подробных консультаций по выполняемым действиям в отношении поддержания жизнедеятельности пациента.

В мире разработаны различные решения отмеченной проблемы. Одним из первых решений предлагалось применение передачи кардиограммы при помощи факсимильной связи [8]. В карете скорой помощи находился кардиограф, записывающий кардиограмму пациента на бумажный носитель. Далее при помощи факсимильного аппарата производилось передача электрокардиограммы (ЭКГ) в медицинский центр для чтения специалистами. Так как передача полученных ЭКГ занимала длительное время и разрешающая способность факсимильного аппарата не позволяла за один сеанс связи передавать более одного отведения ЭКГ, то регистрировалось всего три отведения из двенадцати возможных. Но для высококвалифицированных специалистов для понимания более детального состояния пациента, находящегося в карете скорой медицинской помощи, требуются все двенадцать отведений. Поэтому описанный способ не мог соответствовать предъявляемым требованиям и не нашел своего применения в системах дистанционной передачи ЭКГ.

Следующим этапом в решении поставленных задач предлагалось передавать ЭКГ двенадцати отведении при помощи устройства «HeartView P12/8 Plus» [7], и его Российского аналога «Система портативной кардиографии» [9]. Медицинский персонал скорой помощи регистрирует двенадцати канальную кардиограмму, которая записывается во встроенную память устройства. Затем при помощи телефона осуществляется связь с медицинским центром, проговаривается информацию о пациенте, а затем передается ЭКГ после преобразования в вид звукового сигнала с помощью динамика устройства и микрофона телефонного аппарата. В медицинском центра производится обратное преобразование «звуковой» ЭКГ в цифровую форму с последующей записью в персональный компьютер. После этого ЭКГ выводится на экран монитора и расшифровывается кардиологом. Кардиологическое заключение передается бригаде скорой медицинской помощи по телефонной связи. Эта система имеет ряд недостатков:

• врач скорой помощи не имеет возможности просматривать полученную кардиограмму и, соответственно, самостоятельно принимать какие либо лечебные действия, поскольку он вынужден обеспечивать передачу ЭКГ и получать рекомендации.

• большое время, затрачиваемое на передачу ЭКГ, поскольку отведения передаются последовательно. Попытки уменьшения этого времени, не дают желаемого результата, так как качество телефонной связи не всегда удовлетворительное.

• невозможность сохранения полученных ЭКГ при низком качестве канала передачи информации в медицинский центр.

• стоимость передачи кардиограммы одного пациента определяется тарифом мобильной связи.

Описанная технология нашла применение в бытовых условиях, когда пациент самостоятельно снимает и передает ЭКГ в медицинский центр для получения консультации. Однако отмеченные недостатки также имеют место.

В Сибирском федеральном университете разработана линейка цифровых устройств, позволяющих регистрировать и передавать ЭКГ по сетям телекоммуникаций. А именно:

• приставка к персональному компьютеру (ПК), позволяющая записывать ЭКГ непосредственно в память ПК, что актуально для бытового применения и для удаленных медучреждений. Предусмотрена функция ведения электронного архива и передача в цифровом виде с максимальным сжатием в любой медицинский центр при наличии любых линий связи.

• устройство регистрации ЭКГ на SD card. Возможно использование в качестве монитора Холтера с предупреждение пользователя об отклонениях в ЭКГ. Полученная запись ЭКГ передается в память ПК и может быть отправлена в любой медицинский центр, при наличии подключения ПК к любой цифровой линии связи.

• устройство с расширенными функциями предназначено для бригад скорой медицинской помощи. Устройство позволяет производить регистрацию и оперативно передавать в режиме реального времени с использованием беспроводного стандарта связи GSM полученные данные в медицинский центр. Предусмотрен вывод на экран для бригады скрой помощи регистрируемой ЭКГ и основных ее параметров, полученных в автоматическом режиме.

# Список источников

1. Tong-Pie Cheng. Wireless cardiogram signal diagnostic instrument. US Patent 2010/036270A1

2. .http\www/serdze.ru/cardio/how.php

3. http://www.newscenter.philips.com

4. V.Mahesh, A. Kandaswamy. Telecardiology for Rural Health Care. International Journal of Recent Trends in Engineering, Vol 2, No. 3, November 2009.

5. M.M. Jordanova, Ts.P. Dachev. User-Friendly Environment for Tele-cardiology in Rural Areas. Institute of Psychology, Bulgarian Academy of Sciences, Sofia, Bulgaria, mjordan@bas.bg.

6. C-pen M3 EGG-Monitor the high performance small EGG device. Telmed Medizintechnik GmbH. info@telmed.de.

7. http://www.aerotel.com/ru/

8. Distant Early ECG Warning EMS Magazine, Marth 2007.

9. http://zv.innovaterussia.ru/zv\_project/project/front/18490

# Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

# СРАВНЕНИЕ МЕР АНИЗОТРОПНОСТИ ТЕКСТУРЫ НА ОСНОВЕ ГРАДИЕНТНОГО СТРУКТУРНОГО ТЕНЗОРА

#### В. Б. Карпушин

Новосибирский государственный технический университет 630092, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20 E-mail: vkarpushin@ngs.ru

Методом компьютерного моделирования проведено сравнение различных способов вычисления мер анизотропности двумерной текстуры. Определена мера анизотропности, обладающая наименьшей вычислительной сложностью при прочих равных условиях.

#### Введение

Сегментация изображений на анизотропную/изотропную области часто используется при проведении анализа анизотропных текстур. В работах [1–9] предложены различные меры анизотропности.

Целью данной работы является сравнение различных способов определения меры анизотропности двумерного изображения, основанных на вычислении сглаженного тензора направления.

# Сравнение различных способов вычисления мер анизотропности двумерных текстур

Алгоритм сегментации изображения  $Z = \{z(i_1, i_2), i_1 = \overline{1, N}, i_2 = \overline{1, N}\}$  основан на вычислении градиентного структурного тензора

$$G(i_1, i_2) = \begin{pmatrix} G_{11}(i_1, i_2) & G_{12}(i_1, i_2) \\ G_{12}(i_1, i_2) & G_{22}(i_1, i_2) \end{pmatrix}$$

для каждой точки изображения Z,

$$\begin{split} G_{11}(i_1,i_2) &= \frac{1}{\left(2W+1\right)^2} \sum_{j_1=-W}^{W} \sum_{j_2=-W}^{W} Z_x^2(i_1+j_1,i_2+j_2), \\ G_{22}(i_1,i_2) &= \frac{1}{\left(2W+1\right)^2} \sum_{j_1=-W}^{W} \sum_{j_2=-W}^{W} Z_y^2(i_1+j_1,i_2+j_2), \\ G_{12}(i_1,i_2) &= \frac{1}{\left(2W+1\right)^2} \sum_{j_1=-W}^{W} \sum_{j_2=-W}^{W} Z_x(i_1+j_1,i_2+j_2) \cdot Z_y(i_1+j_1,i_2+j_2) \end{split}$$

 $Z_x$  и  $Z_y$  – производные по горизонтальному и вертикальному направлениям изображения Z, вычисленные с помощью масочного дифференцирующего фильтра, минимизирующего систематическую ошибку оценивания [10],  $(2W+1) \times (2W+1)$  – размеры окна усреднения. Собственные векторы тензора G определяют направление в локальной точке изображения, а собственные числа – степень анизотропности.

где

В работах [1–9] предложены три способа вычисления мер анизотропности двумерной текстуры («coherence»)

$$C_1 = 1 - \frac{\lambda_2}{\lambda_1},$$
  

$$C_2 = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2},$$
  

$$C_3 = C_2^2,$$

где  $\lambda_{1,2}(i_1,i_2) = (G_{11}(i_1,i_2) + G_{22}(i_1,i_2)) \pm \sqrt{(G_{11}(i_1,i_2) - G_{22}(i_1,i_2))^2 + 4G_{12}^2(i_1,i_2)} -$ собственные числа тензора  $G(\lambda_1(i_1,i_2) \ge \lambda_2(i_1,i_2))$ .

Мера анизотропности  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  могут принимать значения от 0 до 1. Для изотропной текстуры они равны 0. Для анизотропной текстуры, изолинии двумерной функции яркости которой являются параллельными прямыми, они равны 1.

Выразив  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  через компоненты градиентного структурного тензора и приведя подобные, получим:

$$\begin{split} C_1 = 1 - \frac{G_{11} + G_{22} - \sqrt{\left(G_{11} - G_{22}\right)^2 + 4G_{12}^2}}{G_{11} + G_{22} + \sqrt{\left(G_{11} - G_{22}\right)^2 + 4G_{12}^2}} \\ C_2 = \frac{\sqrt{\left(G_{11} - G_{22}\right)^2 + 4G_{12}^2}}{G_{11} + G_{22}}, \\ C_3 = \frac{\left(G_{11} - G_{22}\right)^2 + 4G_{12}^2}{\left(G_{11} + G_{22}\right)^2}. \end{split}$$

Вычислительная сложность мер  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  для одной точки изображения представлена в табл. 1. По количеству операций умножения и сложения все меры примерно равны. Существенный вклад в вычислительную сложность вносят операции деления и извлечения квадратного корня. От операции извлечения квадратного корня избавлена мера  $C_3$ . Таким образом, мера  $C_3$  обладает наименьшей вычислительной сложностью.

Таблица 1 Вычислительная сложность алгоритмов

| Количество операций          | $C_1$ | $C_2$ | <i>C</i> <sub>3</sub> |
|------------------------------|-------|-------|-----------------------|
| сложения                     | 5     | 3     | 3                     |
| умножения                    | 3     | 3     | 4                     |
| извлечения квадратного корня | 1     | 1     | 0                     |
| деления                      | 1     | 1     | 1                     |

Вычисление мер анизотропности необходимо для сегментации изображения на анизотропную и изотропную области. Ошибки сегментации алгоритма на основе меры  $C_2$ равны ошибкам сегментации алгоритма на основе меры  $C_3$ , т.к.  $C_3$  является монотонным преобразованием  $C_2$ . Здесь учтено, что  $C_2 \ge 0$ . Далее сравним ошибки сегментации алгоритмов  $C_1$  и  $C_2$  при различной степени анизотропности текстуры и различной помеховой обстановке. Сравнение ошибок сегментации при использовании алгоритмов  $C_1$  и  $C_2$  проводился методом компьютерного моделирования по тестовым изображениям со спектральной плотностью мощности (СПМ)

$$G_z(f_x, f_y) = \exp\left(-4\pi^2 (\beta_1 (f_x \cos \alpha - f_y \sin \alpha)^2 + \beta_2 (f_x \sin \alpha + f_y \cos \alpha)^2)\right),$$

где параметр  $\alpha$  определяет угол поворота СПМ в системе координат ( $f_x$ ,  $f_y$ ), параметры  $\beta_i$ , i = 1, 2 определяют эффективную ширину спектров  $\Delta f_i = (2\sqrt{\pi\beta_i})^{-1}$  одномерных сечений СПМ вдоль осей  $f_x$  и  $f_y$  при  $\alpha = 0$ . Отношение  $\Delta f_1 / \Delta f_2$  определяет степень анизотропности тестовых изображений. Для определения помехоустойчивости алгоритмов сегментации тестовые изображения искажались аддитивным белым шумом. На рис. 1 и рис. 2 приведены примеры тестовых изображений.



Рис. 1. Тестовое изображение,  $\Delta f_1 = 0.25$ ,  $\Delta f_1 / \Delta f_2 = 25$ ,  $\alpha = 45^\circ$ 



Рис. 2. Тестовое изображение,  $\Delta f_1 = 0.25$ ,  $\Delta f_1 / \Delta f_2 = 5$ ,  $\alpha = 45^\circ$ 

На рис. 3 для мер  $C_1$  и  $C_2$  приведены зависимости вероятности ошибки сегментации *p* от отношения сигнал/шум  $q = \sigma_{\lambda} / \sigma_{\eta} (\sigma_{\lambda}, \sigma_{\eta} - \text{среднеквадратические отклонения тес$  $товых изображений и аддитивного шума соответственно) при <math>\Delta f_1 = 0.25$ ,  $\Delta f_1 / \Delta f_2 = 5$ , W = 7. На рис.4 для алгоритмов  $C_1$  и  $C_2$  приведены зависимости вероятности ошибки сегментации *p* от степени анизотропности  $\Delta f_1 / \Delta f_2$  при  $\Delta f_1 = 0.25$ , q = 2, W = 7. Для всех экспериментов изотропные изображения моделировалось при  $\Delta f_1 = \Delta f_2 = 0.25$ .



Для вычисления каждой точки зависимостей, приведенных на рис. 3 и 4, выполнялось компьютерное моделирование 200 изотропных и 200 анизотропных тестовых изображений размером 128×128 элементов. В пределах одного тестового изображения поле углов преимущественного направления линий (поле направлений) было постоянным (равнялось  $\alpha$ ) и менялось случайным образом от изображения к изображению в диапазоне [-90°, 90°). Для всех графиков сплошная линия соответствует мере анизотропности  $C_1$ , а штриховая –  $C_2$ .

Пороги, с которым сравнивались меры  $C_1$  и  $C_2$ , определялись по макимально правдоподобному критерию. Если меры анизотропности, вычисленные для некоторой точки изображения, превышали соответствующие пороги, то принималось решение, что в данной точке изображение анизотропно, в противном случае – изотропно. Вероятность ошибки сегментации p определялась как среднее арифметическое ошибок принятия решения изотропной текстуры за анизотропную и наоборот.

# Заключение

Из полученных экспериментальных зависимостей следует, что вероятности ошибки сегментации для мер  $C_1$  или  $C_2$  практически совпадают. В тоже время, мера  $C_3$ , которая с мерой  $C_2$  связана взаимно однозначным монотонным преобразованием, обладает меньшей вычислительной сложностью по сравнению  $C_2$  и  $C_1$ . Поэтому при сегментации анизотропных изображений целесообразно использовать меру  $C_3$ .

# Список литературы

1. Yang G.Z., Burgerb P., Firmin D.N., Underwooda S.R. Structure adaptive anisotropic image filtering // Image and Vision Computing. – 1996. – Vol. 14. – P. 135–145.

2. Kass M., Witkin A.P. Analyzing oriented patterns // Computer Vision, Graphics and Image Processing. – 1987. – Vol. 37. – № 3. – P. 362–385.

3. Vliet L.J., Verbeek P.W. Estimators for orientation and anisotropy in digitized images // Proceedings of the first Conference of the Advanced School for Computing and Imaging (ASCI'95), Heijen (The Netherlands). – 1995. – P. 442–450.

4. Bigun J. Vision with Direction. A Systematic Introduction to Image Processing and Computer Vision. – NY: Springer–Verlag, 2006. – 395 p.

5. Wang H.C., Chen Y.Q.A, Fang T., Tyan J., Ahuja N. Gradient Adaptive Image Restoration and Enhancement // Prc of the IEEE International Conference on Image Processing. – 2006. – P. 2893–2896.

6. Bazen A.M., Gezer S.H. Systematic Methods for the Computation of the Directional Fields and Singular Points of Fingerprints // IEEE Transactions on pattern analysis and machine intelligence. – 2002. – Vol. 24. – P. 905–919.

7. Manhua Liu, Xudong Jiang, Alex Chichung Kot. Fingerprint Reference-Point Detection // EURASIP Journal on Applied Signal Processing. – 2005. – Vol. 4. – P. 498–509.

8. Яне Б. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2007. – 548 с.

9. Computer Vision and Applications. A Guide for Students and Practitioners / Editors Bernd Jahne – USA: Academic press. – 2000. – 679 p.

10. Грузман И.С., Карпушин В.Б. Синтез градиентных алгоритмов с минимальной систематической ошибкой оценивания поля направлений // Автометрия. – 2010. – № 1. – С. 3–12.

# ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОРЕЖИМНОМ НАВИГАЦИОННО-ПОСАДОЧНОМ ПРИЕМНИКЕ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

А. В. Агарков, В. Ю. Зубарев, Е. Л. Молдован, Д. С. Федоров, Б. В. Пономаренко

Открытое акционерное общество «Ордена Трудового Красного Знамени Всеросиийский научно-исследовательский институт радио аппаратуры» (ОАО «ВНИИРА») 1999106, Санкт-Петербург, Шкиперский проток, д 19 vniira@sp.ru

Перспективы международного развития средств связи, навигации и организации воздушного движения гражданской авиации в значительной мере определяются концепцией CNS/ATM, принятой Международной организацией гражданской авиации (ИКАО) [1]. Система CNS/ATM должна быть создана в основных чертах к 2015 г. В рамках данной концепции предполагается эксплуатация в течение длительного срока трех стандартизованных ИКАО систем посадки самолетов: ILS, MLS и GLS. Для этого на современных самолетах размещаются многорежимные навигационно-посадочные (GNLU) либо посадочные (MMR) приемники [2, 3].

Для создаваемой в ОАО «ВНИИРА» бортовой многофункциональной системы разработан многорежимный навигационно-посадочный приемник метрового диапазона (далее приемник). Он состоит из следующих основных частей:

- аналоговая часть приемного тракта (АПрм);
- цифровая часть приемного тракта (ЦПрм);
- программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС);
- цифровой процессор обработки сигналов (ЦПОС).

Взаимодействие между этими частями показано на рис. 1.





Приемник работает в режимах «ILS», «VOR» и «VDB» (обработка сигналов линии передачи данных локальной контрольно-корректирующей станции для обеспечения посадки по системе GLS). Режим работы задается внешним вычислителем (BB). На вход АПрм поступают сигналы с антенных входов. АПрм, управляемый ЦПОС через интерфейс, реализуемый в ПЛИС, настраивается на соответствующий режим и на определенный частотный канал. Затем АПрм, осуществив предварительную фильтрацию и усиление, передает сигналы в ЦПрм, в зависимости от режима, на несущей, промежуточной частоте.

ЦПрм, реализованный на микросхеме AD6652, является цифровой субсистемой преобразования сигнала с понижением частоты. Она выполняет функции частотного преобразования, фильтрации и усиления до уровня, приемлемого для дальнейшей обработки в ЦПОС. Изначально осуществляя оцифровку входных сигналов на большой частоте (63 МГц), ЦПрм раскладывает оцифрованный сигнал на квадратурные составляющие, и затем осуществляет их децимацию и фильтрацию. Децимация производится для того, чтобы скорость потока данных, поступающих в ЦПОС, соответствующая ширине спектра полезного сигнала, позволяла обработать эти данные в режиме реального времени. Конечная скорость оцифрованного потока данных составляет 31500 слов в секунду.

ЦПрм связана интерфейсом с ПЛИС, в которой, в зависимости от режима и канала, производится предварительная обработка, фильтрация и амплитудное или частотное детектирование поступающих данных, которые далее буферизируются для передачи в ЦПОС.

В качестве ЦПОС взят процессор TMS320C6713 с тактовой частотой 200МГц. Внутренняя структура этого процессора позволяет гибко настроить интерфейс внешней памяти (EMIF) для асинхронного взаимодействия с ПЛИС, с внешней SDRAM и другими устройствами. Исходя из минимальной скорости получения новых измеренных данных в режиме «VOR», которая обусловлена частотой 30Гц модуляции сигнала VOR, пакет данных для вычисления составляет 1050 слов, что соответствует 33.3 мс. Это, в свою очередь, определяет частоту 30 Гц выдачи новых измеренных данных. Для передачи пакета данных из ПЛИС в процессор используется механизм прямого доступа к памяти (DMA), позволяющий без затрат процессорного времени передавать массивы данных. Для того, чтобы передача данных от ПЛИС не занимала надолго шину адрес/данных, канал DMA имеет в процессоре высокий приоритет и не освободит шину, пока не закончит прием или передачу. Пакет данных разбит на 3 подпакета по 350 слов. ПЛИС, получив от ЦПрм пакет в 350 слов, извещает об этом ЦПОС, который инициирует DMA соответствующего канала, в результате чего перекачиваются данные в соответствующий буфер. ПЛИС, получив 3 подпакета и собрав полный пакет для обработки данных, запускает подпрограмму обработки, но при этом параллельно происходит непрерывное получение данных по другим каналам. Таким образом, происходит одновременное накопление новых данных для обработки и обработка уже поступивших данных (рис. 2).

Хранение принятых данных для обработки происходит, в целях экономии внешней памяти процессора, во внешнем O3V, откуда они перед запуском подпрограммы обработки перекачиваются с помощью все того же DMA, во внутреннюю память. Это необходимо, поскольку время обращения к внешней памяти в итоге в 10 раз больше, что не допустимо при обработке в реальном времени. Перекачка же данных во внешнюю, а потом во внутреннюю память, с точки зрения времени обработки, совершенно не затратна, так как происходит одновременно с выполнением подпрограмм обработки.

В режиме «ILS» сигналы в приемник поступают одновременно от трех антенн: курсовой, глиссадной и маркерной, что естественно влечет за собой необходимость иметь три независимых канала передачи данных и три подпрограммы обработки. Две из трех подпрограмм содержат программы цифровых фильтров, выделяющих составляющие 90 Гц и 150 Гц. После чего в подпрограмме производится измерение амплитуд модулирующих частот и вычисление разности глубин модуляций. Для обеспечения требуемых точностных характеристик используются полосовые БИХ фильтры с высокой добротностью, рассчитанные в Mathlab.





Третья подпрограмма обеспечивает обработку сигналов маркерных радиомаяков. От маркерной антенны на вход АПрм поступает сигнал с несущей частотой 75 МГц, промодулированный одной из частот маркерных радиомаяков: 400 Гц, 1300 Гц, 3000 Гц. Полученные данные последовательно фильтруются тремя полосовыми фильтрами, на выходе которых определяются абсолютные амплитуды модулирующих сигналов. Затем путем сравнения с пороговыми значениями, определяется преобладающая частота, или её отсутствие, и формируется соответствующий признак. Для обеспечения требуемых точностных характеристик так же используются полосовые БИХ фильтры, рассчитанные в Mathlab. Однако, поскольку производится последовательно три фильтрации и необходимо лишь обнаружить наличие частоты,с целью уменьшения затрат процессорного времени высокие требования к добротности фильтров не предъявляются.

В режиме «VOR» осуществляется одновременная обработка сигналов радиомаяка VOR и маркерных радиомаяков. Для измерения азимута по сигналу VOR требуется измерять разность фаз между двумя составляющими сигнала: с амплитудной и частотной модуляцией. Причём в канале частотной модуляции необходимо предварительное частотное детектирование, которое в приемнике реализовано в ПЛИС. Далее данные, разделенные на два канала, фильтруются с целью выделить синусоиды с частотой 30 Гц, определяются абсолютные фазы и вычисляется их разность. Для обеспечения требуемых точностных характеристик так же используются полосовые БИХ фильтры с высокой добротностью, рассчитанные в Mathlab,

В режиме VDB источник данных один, но требующей длительного и последовательного пошагового детектирования, декодирования, преобразования и контроля целостности данных. В целях экономии процессорного времени часть функций реализована в ПЛИС.

В результате проведенных экспериментов по оценке загруженности ЦПОС были получены следующие значения по времени выполнения подрограмм обработки разных режимов (табл. 1).

Таблица 1

| Канал обработки | Время обработки (мс) |  |
|-----------------|----------------------|--|
| ILS Kypc        | 4                    |  |
| ILS Глиссада    | 4                    |  |
| VOR AM          | 3                    |  |
| VOR 4M          | 3                    |  |
| Marker          | 7                    |  |
| VDB             | 20                   |  |

Соответствующие суммарные затраты процессорного времени на получение измеренных данных по режимам представлены в табл. 2.

Таблица 2

| Режим работы | Время обработки (мс) |
|--------------|----------------------|
| ILS          | 15                   |
| VOR          | 13                   |
| VDB          | 27                   |

#### Полная диаграмма работы приемника представлена на рис. 3.





В результате свободного процессорного времени остается около 6мс, что тратится на формирование массивов измеренных значений и выдачу их в ВВ, обработку разовых команд и управление АПрм и ЦПрм.

# Список литературы и источников

1. Бабуров В.И., Пономаренко Б.В. Принципы интегрированной бортовой авионики. – СПб.: РДК - Принт, 2005. – 448 с.

2. ARINC 756 «GNSS Navigation and Landing Unit (GNLU)», February 2000.

3. ARINC 755 «Multi-Mode Receiver (MMR) – Digital», January 2001.

# АЛГОРИТМ БЫСТРОГО ИЗМЕРЕНИЯ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ УЗКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В ШИРОКОМ ЧАСТОТНОМ ДИАПАЗОНЕ

А. Н. Николаев, Ю. Т. Карманов (научный руководитель)

Научно-исследовательский институт цифровых систем ЮУрГУ 454080, Челябинск, пр.Ленина 76-А E-mail: Andrew.N@rambler.ru

Предложен алгоритм быстрого измерения несущей частоты узкополосных радиосигналов в широком частотном диапазоне. Алгоритм предполагает использование нескольких каналов обработки с АЦП, работающими с разными частотами дискретизации и позволяющими проводить оцифровку радиосигнала за пределами первой зоны Котельникова-Найквиста.

Измерение несущей частоты радиосигналов является одной из важнейших функций систем радиомониторинга, радиотехнической разведки, радиолокации, связи. При этом во многих случаях необходимо проводить измерения в широком (сотни МГц) частотном диа-

пазоне за короткий (порядка нескольких десятков наносекунд) интервал времени. Известны аналоговые способы быстрого (мгновенного) измерения частоты, например, интерференционный. Современный уровень элементной базы (АЦП, процессоры ЦОС, ПЛИС) позволяет перейти полностью на цифровую обработку сигналов в широком частотном диапазоне. В связи с этим возникает проблема поиска эффективных, с точки зрения скорости обработки информации, способных работать в режиме реального времени, цифровых алгоритмов обработки сигналов. В настоящем докладе рассматривается один из возможных способов реализации алгоритма быстрого измерения несущей частоты радиосигналов.

Переход к цифровой обработке в широком частотном диапазоне стал возможен благодаря появлению современных суперскоростных АЦП [1]. Как правило, рабочая полоса таких АЦП превышает в несколько раз максимально допустимую частоту дискретизации. Это позволяет проводить оцифровку сигналов за пределами первой зоны Котельникова-Найквиста. Этот процесс носит название субдискретизация. При этом в образе сигнала, сформированном в первой зоне Котельникова-Найквиста, содержится вся информация о сигнале, за исключением его несущей частоты, т.е. возникает неоднозначность относительно частоты сигнала. Устранение неоднозначности возможно при использовании нескольких каналов обработки, использующих разные частоты дискретизации. Этот подход положен в основу предлагаемого алгоритма.

Структурная схема алгоритма быстрого измерения частоты приведена на рис. 1. Основу схемы составляют N идентичных каналов обработки.



Рис.1. Структурная схема алгоритма быстрого измерения частоты

Сумма x(t) = S(t) + n(t) полезного радиосигнала S(t) и шума n(t) поступает на квадратурный демодулятор (КД), работающий с опорной частотой  $f_0$  и рабочим диапазоном  $\Delta F_p$ . Синфазная  $x^I$  и квадратурная  $x^Q$  составляющие преобразованного сигнала поступают на входы аналого-цифровых преобразователей каналов 1 ... N, работающих с частотами дискретизации  $f_{s1} \dots f_{sN}$ . Цифровые коды квадратурных составляющих  $x_i^{I}$  и  $x_i^{Q}$  подаются на вход преобразователя, формирующего код текущей фазы  $\varphi_i$  в диапазоне  $(-\pi,+\pi)$ . При помощи цифровых линий задержки (ЛЗ) и сумматоров ( $\Sigma$ ) формируются  $\Delta \varphi_i = \Delta \varphi_i - \Delta \varphi_{i-1}$  c отсчеты разности фаз последующей корректировкой  $\Delta \varphi_i = \Delta \varphi_i - E \left[ \frac{\Delta \varphi_i}{\pi} \right] \times 2\pi$  (где E – целая часть от деления с учетом знака). Корректировка необходима для устранения ошибки вычисления разности фаз в районе ±π. Полученные измерения разности фаз будут неоднозначными, устранение неоднозначности выполняется на этапе оценки частоты. Цифровой фильтр (ЦФ) проводит усреднение отсчетов разности фаз и преобразование частоты дискретизации для дальнейшей обработки информации. Оценка несущей частоты радиосигнала  $f_c$  выполняется в решающем устройстве (Р).

Алгоритм оценивания  $f_c$  основан на следующем. В большинстве практических случаев сигнал S(t) является узкополосным, процесс n(t) является белым шумом в рабочей полосе  $f_0 - \frac{\Delta F_p}{2}, f_0 + \frac{\Delta F_p}{2}$  со спектральной плотностью  $N_w$ . Математическое ожидание и

дисперсия отсчетов текущей фазы:  $M[\varphi_i] = \varphi_i$ ,  $D[\varphi_i] = \frac{1}{d_{c_{u}}^2}$ , где  $d_{c_{u}}^2 = \frac{P_c}{P_u}$  - отношение

сигнал/шум. Закон распределения текущей фазы будет близок к нормальному при выполнении условия  $d_{s'_{uu}}^2 > 3$  [2]. Разность фаз в *k*-м канале  $\Delta_k \varphi_i$  на выходе вычитающих устройств также является случайной величиной с математическим ожиданием и дисперсией соответственно:  $M[\Delta_k \varphi_i] \cong [\varphi_i - \varphi_{i-1}] - E\left[\frac{\varphi_i - \varphi_{i-1}}{\pi}\right] \times 2\pi$ ,  $D[\Delta_k \varphi_i] = \frac{2}{d_{s'_{uu}}^2}$ . После усреднения

в ЦФ дисперсия отсчетов разности фаз уменьшится:  $D[\overline{\Delta}_k \varphi_l] = \frac{2}{L_k d_{c/u}^2} (L_k - \text{порядок усред-$ 

няющего фильтра в k-м канале, выбирается таким, что на интервале усреднения негармоничностью входных сигналов можно пренебречь). По измеренным величинам  $\overline{\Delta}_1 \varphi_l$ ,  $\overline{\Delta}_2 \varphi_l$ ...  $\overline{\Delta}_N \varphi_l$  в каждом из N каналов существует возможность проводить однозначную оценку несущей частоты радиосигнала  $f_c$ . Такую оценку проведем методом максимального правдоподобия. Согласно этому методу следует найти совместную условную плотность распределения вероятностей значений  $\overline{\Delta}_1 \varphi_l$ ,  $\overline{\Delta}_2 \varphi_l$  ...  $\overline{\Delta}_N \varphi_l$  при фиксированном значении

$$f_c: W \begin{bmatrix} \Delta_1 \varphi_l, \dots \Delta_N \varphi_l \\ f_c \end{bmatrix}$$
, и решить задачу на поиск максимума функции по аргументу  $f_c: \Delta F$ 

$$F(f_c) = \ln W \left[ \overline{\Delta}_1 \varphi_l, \dots \overline{\Delta}_N \varphi_l \right] \to \max, \ f_c \in f_0 \pm \frac{\Delta F_p}{2}.$$

Значение  $f_c$ , доставляющее  $F(f_c)$  максимальное значение при заданных  $\overline{\Delta}_k \varphi_l$  определяет оптимальный алгоритм оценки  $f_c$ .

Как уже отмечалось выше, величины  $\overline{\Delta}_1 \varphi_l$ ,  $\overline{\Delta}_2 \varphi_l$  ...  $\overline{\Delta}_N \varphi_l$  имеют распределение вероятностей, близкое к нормальному. Если пренебречь корреляционными связями между  $\overline{\Delta}_1 \varphi_l$ ,  $\overline{\Delta}_2 \varphi_l$  ...  $\overline{\Delta}_N \varphi_l$ , то алгоритм оценки приведется к виду:  $\min_{f_c \in f_0 \pm \frac{\Delta F_p}{2}} \left\{ \sum_{k=1}^N \frac{(\overline{\Delta}_k \varphi_l - M[\overline{\Delta}_k \varphi_l])^2}{D[\overline{\Delta}_k \varphi_l]} \right\}$ Для численного решения задачи поиска минимума, ее можно упростить следующим обра-

зом:

1) вычислить  $f_{c_{npede.}}$  в виде последовательности возможных значений:

$$f_c: (f_0 + \Delta f_k), (f_0 + \Delta f_k) \pm f_{sk}, (f_0 + \Delta f_k) \pm 2f_{sk} \dots,$$

где  $\Delta f_k = \frac{\overline{\Delta}_k \varphi_l}{2\pi} f_{sk}$  – вычисленная частота в пределах однозначности *k*-го канала.

2) искомая оценка 
$$f_c$$
 найдется из решения задачи:  

$$\min_{n} \left\{ \sum_{k=1}^{N} L_k \left[ \frac{\overline{\Delta}_k \varphi_l}{2\pi} - \left( (nf_{sk} + \Delta f_k) f_{sk}^{-1} - E \left[ 2 (nf_{sk} + \Delta f_k) f_{sk}^{-1} \right] \right)^2 \right\}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \pm R ,$$

$$R = E \left[ \frac{\Delta F_p}{2}}{f_{sk}} \right] + 1.$$

При аппаратной реализации для обеспечения высокой скорости работы алгоритма решающее устройство (Р) может быть выполнено в виде таблицы перекодировки. Число каналов N и соотношение частот  $f_{s1} \dots f_{sN}$  выбираются исходя из требуемой ширины  $\Delta F_p$  и количества зон Котельникова-Найквиста в каждом из каналов. Моделирование показало высокую эффективность алгоритма при N = 3 и соотношениях  $f_{s1}$ :  $f_{s2}$ :  $f_{s3}$  как 3:5:7.

#### Список литературы

1 Кольцов Ю.В. Суперскоростные АЦП. Часть 3. Производители АЦП и основные результаты развития АЦП за период 1998-2008 гг. // Успехи современной радиоэлектроники. – 2010. – № 4. – С. 3–32.

2 Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. – 625 с.

# АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ЭТАЛОННОГО ИМИТАТОРА И АНАЛИЗАТОРА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

М. В. Ермолаев<sup>1</sup>, А. М. Алешечкин<sup>2</sup> (научный руководитель), А. Н. Верещагин<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва» Россия, 662972, г.Железногорск Красноярского края, ул. Ленина 52 <sup>2</sup>ΦГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет» Россия 660074, г. Красноярск, ул. Киренского 28 E-mail: ermakc@iss-reshetnev.ru

В статье описан аппаратно-программный комплекс эталонного имитатора и анализатора навигационных сигналов. Комплекс предназначен для калибровки источников и приёмников навигационных сигналов космических навигационных систем. Точностные характеристики комплекса значительно превосходят характеристики существующих в настоящее время аналогов.

В настоящее время правительством РФ большое внимание уделяется развитию и поддержанию основных технических характеристик космической навигационной системы (КНС) ГЛОНАСС, что диктуется все расширяющимся использованием данной КНС наряду с КНС GPS на транспорте, в геодезии, службе времени, мониторинге и управлении объектами различного назначения.

При этом происходит постоянное возрастание требований к точности и достоверности определения радионавигационных параметров (РНП) с использованием результатов измерений данных КНС. Потребителей РФ в первую очередь интересуют вопросы повышения и поддержания высокой точности определения РНП по сигналам КНС ГЛОНАСС. Решение задачи повышения точности и достоверности определений по сигналам КНС ГЛОНАСС невозможно без обеспечения достоверного контроля метрологических характеристик как источников навигационных сигналов, расположенных на борту космических аппаратов системы ГЛОНАСС, так и навигационной аппаратуры потребителей (НАП) и имитаторов навигационных сигналов (ИНС) [1, 2].

В настоящее время в Российской Федерации разработан и эксплуатируется комплекс эталонов и средств измерений для испытаний аппаратуры потребителей космических навигационных систем ГЛОНАСС/GPS [3]. Комплекс позволяет осуществлять определение основных метрологических характеристик спутниковой навигационной и геодезической аппаратуры (СНА и СГА) и используется при проведении Государственных приемочных испытаний различных образцов такой аппаратуры. Но, как указывают разработчики, комплекс не может претендовать на универсальность применения при проведении испытаний различных образцов СНА и СГА [3] и предназначен для работы только с аппаратурой данного типа. Средства измерений (СИ), входящие в указанный комплекс, например аппаратура ИНС типа СН-3803М [4] не обеспечивают требуемых метрологических характеристик, что также ограничивает применение разработанного комплекса.

Одной из важных задач повышения метрологических характеристик аппаратуры ГЛОНАСС является повышение точности воспроизведения навигационных сигналов КНС ГЛОНАСС в ходе изготовления, отработки и эксплуатации навигационных космических аппаратов (НКА) и элементов наземного комплекса управления (НКУ), где требуется обеспечивать высокоточные измерения задержек навигационных сигналов в радиотехнических трактах бортовой и наземной аппаратуры.

В рамках решения поставленной задачи коллективами ОАО «Информационные спутниковые системы» и НИИ «Радиотехнические системы» при Томском университете систем управления и радиоэлектроники осуществляется разработка аппаратнопрограммного комплекса (АПК) эталонного имитатора и анализатора навигационных сигналов космической навигационной системы «ГЛОНАСС».

Разрабатываемый АПК предназначен для решения следующих задач:

калибровка и поверка бортовых источников навигационных сигналов (БИНС), функционирующих в составе НКА ГЛОНАСС;

калибровка и испытания рабочих имитаторов и источников навигационных сигналов; калибровка и сертификационные испытания образцов НАП ГЛОНАСС/GPS;

калибровка и поверка специальной высокоточной НАП ГЛОНАСС/GPS, используемой в геодезии и в службе точного времени.

В состав АПК входят эталонный источник навигационных сигналов (ЭИНС), анализатор навигационных сигналов (АНС), управляющая ЭВМ (УЭВМ).

Анализатор навигационных сигналов создан на основе высокочастотного цифрового осциллографа LeCroy WaveMaster 820Zi [5], обладающего следующими техническими характеристиками:

- полоса пропускания по входу 2.92 мм: 20 ГГц;

- максимальная частота дискретизации: 40 ГГц;

- максимальная частота дискретизации при объединении 2-х каналов: 80 ГГц.

Прибор внесен в Государственный реестр СИ, номер 40232-08, сертификат RU.C.35.01.34845.

Структурные схемы АНС и ЭИНС представлены на рис. 1 и 2.

Принцип действия АНС основан на аналогово-цифровом преобразовании входного сигнала при помощи встроенного быстродействующего АЦП осциллографа, позволяющего выполнять прямую дискретизацию НС с частотой квантования 40 ГГц (разрядность выборок 8 бит) без дополнительных преобразований.

Затем цифровые отсчеты входного сигнала подвергаются цифровой корреляционной обработке и использованием аппаратно-программных средств осциллографа, осуществляется индикация отсчетов сигнала с результатами измерений на экране осциллографа и передача полученных результатов измерений в УЭВМ.





синтезатор частот; КПиЗ – контроллер преобразовансяв, С Г – синтезатор частот; КПиЗ – контроллер преобразования и записи; ОЗУ – оперативно запоминающее устройство; БМО – блок математической обработки; БУ – блок управления



Рис. 2. Структурная схема ЭИНС

БУ – блок управления;  $\Phi C$  – формирователь синхросигналов;  $\Phi H C$  – модуль формирования навигационных сигналов;  $\Sigma$  – сумматор; Атт – аттенюатор; УЭВМ – управляющая ЭВМ

АНС обеспечивает измерение задержек сигналов несущей частоты и кодовых последовательностей навигационных сигналов относительно внешней эталонной шкалы времени; измерение доплеровского сдвига несущей частоты навигационных сигналов и скорости изменения задержек модулирующего сигнала; измерение задержек не менее чем между двумя навигационными сигналами в произвольной комбинации из набора сигналов, обрабатываемых АНС. Поскольку загрузка параметров обрабатываемых НС производится при проведении измерений, АНС позволяет обрабатывать достаточно широкий спектр навигационных сигналов, как существующих, так и перспективных. Номинальные параметры анализируемых сигналов вводятся в АНС перед началом проведения измерений, в результате чего АНС не требуется осуществлять поиск НС во всем диапазоне возможных значений задержек и доплеровских частот, что значительно сокращает время проведения измерений.

АНС обеспечивает следующие инструментальные погрешности измерений на интервале длительностью 1 час при наличии на входе не более двух сигналов одного частотного диапазона:

- среднеквадратическое отклонение (СКО) случайной составляющей погрешности единичного измерения (оценки) времени задержки сигнала несущей частоты – не более 1 пс;

 СКО случайной составляющей погрешности единичного измерения (оценки) времени задержки сигнала ПСП с тактовой частотой 5 МГц – не более 10 пс;

- СКО случайной составляющей погрешности единичного измерения доплеровского сдвига несущей частоты навигационного сигнала – не более 3.3•10<sup>-12</sup>\*f0 Гц (f0 – несущая частота);

- максимальное значение систематической составляющей погрешности измерения времени задержки – не более ±33 пс.

Структурная схема эталонного имитатора навигационных сигналов представлена на рис. 2. Каждый модуль ФНС обеспечивает формирование навигационных сигналов на одной из литер. Двенадцать модулей осуществляют создание сигналов СТ- и ВТ-кода на одной из литер одновременно в диапазонах L1, L2 и L3. Два модуля ФНС осуществляют формирование сигналов системы бортовой аппаратуры межспутниковых БАМИ. Суммарный сигнал подаётся через аттенюатор на проверяемую приёмную аппаратуру, либо напрямую на контрольно-проверочную аппаратуру.

На рис. 3 и 4 представлены обобщенные схемы применения ЭИНС и АНС для калибровки задержек в приемниках навигационных сигналов и источниках навигационных сигналов КНС ГЛОНАСС.



ГЛОНАСС

Рис. 4. Структурная схема калибровки ИНС ГЛОНАСС

На рисунках приняты следующие обозначения: ЭГ – эталонный генератор; НО – направленный ответвитель; ЭИНС – эталонный источник навигационных сигналов; УЭВМ – управляющая ЭВМ; ОК – объект контроля; ИНС – источник навигационных сигналов; ПНС – приемник навигационных сигналов; ЭМВ – эталонная метка времени; ЭОЧ – эталонная опорная частота.

В зависимости от типа объекта контроля АПК реализует измерение таких параметров, как погрешность формирования/измерения псевдодальности по кодам СТ и ВТ; погрешность формирования/измерения псевдодальности по фазе несущей частоты; погрешность формирования/измерения радиальной псевдоскорости; скорость изменения погрешности формирования псевдодальности по кодам СТ и ВТ; разность систематических погрешностей формирования псевдодальности для разных НКА (в том числе с разными литерными частотами) в различных каналах аппаратуры.

В составе УЭВМ, входящей в состав разрабатываемого АПК, функционирует программное обеспечение АПК (ПО АПК), предназначенное для обеспечения измерений задержек навигационных сигналов (НС) в передающей и приемной аппаратуры КНС ГЛОНАСС.

ПО АПК обеспечивает обмен данными и передачу управляющих воздействий ЭИНС и АНС; реализацию методик проведения проверки и калибровки ЭИНС и АНС; реализацию методик измерения задержек НС в передающей и приемной аппаратуры КНС ГЛОНАСС; интерфейс с оператором АПК; возможность проведения измерений под управлением оператора и в автоматическом режиме; формирование, хранение и представление в требуемом виде результатов измерений и информации о работе АПК.

Средства измерений из состава АПК проходят калибровку и поверку при помощи специализированных программ, входящих в ПО АПК.

В настоящее время проводятся измерения с целью проверки и отработки методик калибровки эталонного имитатора и анализатора навигационных сигналов. На рис. 5 и рис. 6 представлены графики изменения температуры модуля формирования навигационного сигнала (ФНС) ЭИНС, измеренной АНС задержки навигационного сигнала и измеренной погрешности формирования частоты навигационного сигнала. Измерения производились при частоте несущей НС 1575 МГц с модуляцией СТ-кодом. Графики смещены друг относительно друга по временной шкале на время обработки сигнала анализатором (примерно 2 с).

Результаты измерений показывают наличие корреляции между температурой модуля формирования HC и задержкой навигационного сигнала в нём (около 10 пс / °C). Коэффициент корреляции, рассчитанный в соответствии с [6], между значениями температуры и задержки составляет 0.93. Систематическая составляющая задержки в данном случае связана с особенностями формирования ПСП в цифровой форме и в дальнейшем будет устранена.



Рис. 5. Графики температуры ФНС и измеренной погрешности воспроизведения кодовой задержки частоты ЭИНС

Зависимость погрешности формирования частоты от температуры ФНС (рис. 6) выражена слабо (коэффициент корреляции -0.3) и может не учитываться.

В настоящее время изготовлены опытные образцы ЭИНС и АНС, производится разработка и отладка программного обеспечения управления комплексом и реализации методик проведения измерений.



Рис. 6. Зависимость температуры ФНС и погрешности воспроизведения частоты ЭИНС от времени

Таким образом, разрабатываемый АПК обеспечивает прецизионные измерения кодовых и фазовых задержек в радиотехнических трактах приемной и передающей аппаратуры КНС ГЛОНАСС, позволяет автоматизировать процесс измерения, а также выполнять проверку работоспособности данной аппаратуры в автоматическом режиме.

После проведения метрологической аттестации комплекс обеспечит выполнение контроля метрологических характеристик навигационной аппаратуры различного назначения.

# Список литературы и источников

1. Стратегия обеспечения единства измерений в России до 2015 года: [Утверждена приказом N 529 Министерства промышленности и торговли РФ от 17 июня 2009 г.] [Электронный ресурс]. – http://www/complexdoc.ru.

2. И. Кокорева. Метрологическое обеспечение обороны и безопасности в России. - Электроника: Наука, Технология, Бизнес, 2007, июнь. – С. 16–21.

3. А.С. Кривов, С.И. Донченко, О.В. Денисенко. Комплекс эталонов и средств измерений для испытаний аппаратуры потребителей космических навигационных систем ГЛОНАСС/GPS - Измерительная техника и электронные компоненты. – 2004. – № 1. – С. 46–47.

4. Имитатор сигналов спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС /GPS /GALILEO CH-3803M. [Электронный ресурс]. - http://www.navis.ru/catalog\_17\_36.html.

5. Осциллографы цифровые запоминающие WavePro 804Zi, WavePro 806Zi, WavePro 808Zi, WavePro 813Zi, WavePro 816Zi, WavePro 820Zi, WavePro 825Zi, WavePro 830Zi, Методика поверки [Электронный ресурс] // Автоматизированная информационная система документов государственного реестра средств измерений (АИСД ГРСИ).

6. Г. Корн, Т. Корн. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1970. – 720 с.

# ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВОЛОКОННОЙ ОПТИКИ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ НАНОСЕКУНДНЫХ ЛЧМ-РАДИОСИГНАЛОВ

## Ю. В. Зачиняев, К. Е. Румянцев (научный руководитель)

Таганрогский технологический институт ЮФУ 347900, г. Таганрог Ростовской области, ГСП17А, пер. Некрасовский, 44, каф. РЭС ЗиС E-mail: yuri@zachinyaev.ru

Рассмотрен вопрос актуальности применения коротких ЛЧМ-радиосигналов в различных областях техники. Осуществлен обзор методов формирования ЛЧМ-радиосигналов и предложен способ формирования коротких ЛЧМрадиосигналов на основе бинарных волоконно-оптических структур, позволяющий производить ЛЧМ-радиосигналы малой длительности при малых габаритах и энергопотреблении устройства.

Область применения ЛЧМ-радиосигналов (далее ЛЧМ-сигналов) в последние годы значительно расширилась. Помимо радиолокации, актуальными на сегодняшний день сферами для использования сигналов с внутриимпульсной ЧМ являются защищенные системы связи [1], системы наблюдения в плотных средах, гидролокация [2, 3].

Широкое распространение ЛЧМ-сигналов в радиотехнике, в частности в радиолокации, обусловлено тем, что применение этих сигналов позволяет достичь компромисса между двумя противоречивыми параметрами радиолокаторов: дальностью действия и разрешающей способности по дальности. Метод сжатия импульсов, реализуемый использованием внутриимпульсной частотной модуляции, позволяет увеличить отношение сигналшум, не увеличивая пиковую мощность передатчика и не допуская ухудшения разрешающей способности радиолокатора.

Однако увеличение длительности импульса радиолокатора  $\tau_u$  для обеспечения неизменной дальности действия не всегда уместно. Так мертвая зона радиолокатора напрямую зависит от длительности радиолокационного импульса:

$$R_{\min} = c(\tau_u + \tau_b)/2, \qquad (1)$$

где  $\tau_b$  – время восстановления антенного переключателя.

Таким образом, использование ЛЧМ-сигналов оправдано лишь при дальнем радиолокационном наблюдении, в то время как для высокоскоростных систем связи, систем геолокации, медицине и других областях ближнего наблюдения применение ЛЧМсигналов проблематично.

Проблема усугубляется тем, что существующие устройства формирования ЛЧМсигналов не позволяют производить сигналы длительностью менее 1 мкс, при этом мертвая зона радиолокатора составляет не менее 300 м, существенно ограничивая сферу использования ЛЧМ-сигналов. Кроме того, они обладают рядом недостатков. Для формирователей на поверхностных акустических или магнитостатических волнах – большие затухания на частотах выше 1.5 ГГц, узкополосность и ограничение амплитуды входного сигнала дисперсионных линий задержек. Основные недостатки формирователей на основе генераторов, управляемых напряжением (ГУН) – низкая относительная стабильность частоты генерации, ограниченный рабочий диапазон частот. Цифровые ГЛЧМ ограничены в диапазоне рабочих частот (в настоящее время им отдается предпочтение при обработке сигналов на частотах до 200 МГц) и требуют применения дополнительных устройств преобразования частоты [4]. При использовании СВЧ-формирователей на клистронах или лампах бегущей волны возникает необходимость в мощных источниках питания, кроме того они обладают неоптимальными массогабаритными параметрами [5].

Невозможность применения традиционных методов для высокоскоростного формирования и обработки ЛЧМ-сигналов, приводит к необходимости использования оптических методов обработки информации. Использование оптического волокна (OB) при формировании ЛЧМ-сигналов позволяет достичь значения длительности от 3 до 130 нс при базе сигнала от 13 до 1200 соответственно [6].

При синтезе формирователя целесообразно использовать бинарные волоконнооптические структуры (BOC) как наиболее оптимальные с точки зрения массогабаритных параметров и расхода OB. Учитывая особенности этих оптических структур, предлагается формировать составные ЛЧМ-сигналы со ступенчатой модуляционной характеристикой. Такие сигналы состоят из последовательности радиоимпульсов, а количество радиоимпульсов N и их частоты  $f_n$  определяются технологическими особенностями изготовления ВОС и требуемой базой сигнала [6]. Свойства подобных сигналов рассмотрены в [5], где показано, что при определенных условиях они стремятся к свойствам классических ЛЧМ-сигналов.

В этом случае, формирователь на основе бинарных ВОС должен включать в себя последовательно соединенные оптический генератор одиночных ультракоротких импульсов, систему бинарных волоконно-оптических структур, тиражирующую входной импульс определенным образом, оптический усилитель, фотоприемник, преобразующий оптические импульсы в электрические, полосовой фильтр, выделяющий ЛЧМ-сигнал в спектре последовательности импульсов, амплитудный ограничитель для устранения паразитной амплитудной модуляции, усилитель, корректирующий фильтр и антенну (рис. 1).



Рис. 1. Структурная схема формирователя ЛЧМ-сигналов на ВОС

Для реализации вышеизложенной схемы существует несколько ограничений. Вопервых, для выделения спектра ЛЧМ-сигнала полосовым фильтром начальную частоту ЛЧМ-сигнала необходимо выбирать больше половины девиации  $f_0 > 0.5\Delta f$ . Во-вторых, длительность входного оптического импульса должна удовлетворять условию  $t_{ex} \leq 0.5 / f_{max}$ , где  $f_{max}$  – максимальная частота радиоимпульсов в последовательности. Кроме того, поскольку параметры входного ЛЧМ сигнала должны быть согласованы со структурными особенностями построения БВОС, то использовать бинарные ВОС для синтеза согласованного фильтра для ЛЧМ сигнала целесообразно при условии формирования ЛЧМ сигнала на этой же синтезируемой структуре.

Моделирование в MATLAB показало, что выходной сигнал предлагаемого устройства по спектральным и корреляционным характеристикам не уступает классическим ЛЧМ-сигналам с аналогичными параметрами, что говорит об эффективности предложенной схемы (рис. 2–3).



Рис. 3. Спектр (a) и корреляционная характеристика (б) составного ЛЧМ-сигнала (K=8, N=12,  $\tau_{\mu}=9.25$  нс)

Для уменьшения уровня боковых лепестков в сжатом сигнале можно использовать амплитудное взвешивание в согласованном фильтре, что позволит уменьшить уровень боковых лепестков в сжатом сигнале до значений –30...–40 дБ ниже уровня основного пика

Другая возможность уменьшить уровень боковых лепестков заключается в применении нелинейной ЧМ, что позволяет уменьшить уровень боковых лепестков без ухудшения отношения сигнал-шум.

Таким образом, применение предлагаемого метода формирования ЛЧМ-сигналов на основе БВОС позволит значительно сократить минимальную зону действия, улучшить разрешающую способность по дальности, уменьшить габариты и энергопотребление радиолокатора.

#### Список литературы

1. Springer A. Gugler W. Spread Spectrum Communications Using Chirp Signals // University of Linz, Austria. – 2005.

2. Ehrenberg J., Torkelson T. FM slide (chirp) signals: a technique for significantly improving the signal-to-noise performance in hydroacoustic assessment systems // ELSEVIER Fisheries Research.  $-2000. - N_{2} 47. - P. 56-67.$ 

3. Tomizawa Y. A Novel Subsurface Radar Using a Short Chirp Signal to Expand the Detection Range // IEICE Trans Commun., 2000.

4. Дмитриев В. Ф. Устройства интегральной электроники: Акустоэлектроника. Основы теории, расчета и проектирования. ГУАП. – СПб., 2006. – 169 с.: ил.

5. Кочемасов В. Н., Белов Л. А., Оконешников В. С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с.

6. Кукуяшный А.В. Особенности формирования ЛЧМ сигналов с использованием волоконно-оптических структур // Информационное противодействие терроризму. – 2007. – № 9. – С. 75–88.

# ИССЛЕДОВАНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ С НЕСТАЦИОНАРНЫМ ФИЛЬТРОМ

Я. И. Сенченко, Е. В. Кузьмин (научный руководитель)

ФГАОУ ВПО "Сибирский федеральный университет" Институт инженерной физики и радиоэлектроники 660074, Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: yanasenchenko@mail.ru

Предложены алгоритмы ускоренной фазовой синхронизации для приемника шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией с нестационарным петлевым фильтром. Проведен сравнительный анализ быстродействия, свидетельствующий о сокращении времени установления синхронизации до 2 раз. Представлены результаты статистического моделирования рассмотренной системы фазовой синхронизации второго порядка астатизма.

Обеспечение помехоустойчивости, скрытности и эффективности использования частотного ресурса в радионавигационных системах (PHC) наземного базирования для морских объектов достигается за счёт применения шумоподобных сигналов (ШПС) с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ). Необходимость высокой точности определения координат места обуславливает жесткие требования к точности фазовой синхронизации приёмоиндикатора PHC, поскольку фазовые сдвиги сигналов опорных станций являются радионавигационными параметрами [1]. Высокие требования к точности системы фазовой синхронизации (СФС) определяют малые значения её шумовой полосы, что приводит к значительному возрастанию времени установления синхронизации [2]. Таким образом, задача уменьшения времени установления фазовой синхронизации приёмоиндикаторов РНС при сохранении высокой точности слежения в установившемся режиме является актуальной.

Цель работы: повышение быстродействия системы фазовой синхронизации приемника шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией.

Представим ШПС-МЧМ в комплексной форме:

$$\dot{s}_{_{\rm MYM}}(t) = AD(t)\dot{S}(t)\exp[j(2\pi f_0 t - \varphi_c)], \qquad (1)$$

где A – амплитуда сигнала;  $D(t) = \pm 1$  – информационный сигнал  $t \in [0; T_n]$ ;  $f_0$  – центральная частота принимаемого сигнала;  $\phi_c$  – начальная фаза сигнала;  $\dot{S}(t)$  – комплексная огибающая вида:

$$\dot{S}(t) = \exp[j\Theta(t)] = \cos(\Theta(t)) + j\sin(\Theta(t)) = I(t) + jQ(t), \qquad (2)$$

где  $\Theta(t) = \frac{p}{2T} \int_{0}^{t} d(t') dt' - функция, определяющая закон угловой модуляции;$  $<math>d(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \operatorname{rect}(t-iT); d_i - \operatorname{псевдослучайная}$  последовательность (ПСП) длины N; T -длительность чипа ПСП;  $T_n$  – период ПСП; I(t) и Q(t) – соответственно действительная и мнимая компоненты комплексной огибающей ШПС-МЧМ [3].

В работе [2] показано, что при отношении «сигнал/шум» равном q = -40 дБ для обеспечения требуемого значения среднеквадратического отклонения (СКО) фазовой ошибки на уровне  $\sigma_0 \le 0.05$  рад требуется СФС с шумовой полосой  $F_{\rm m} \le 0.1\Gamma$ ц.

Система фазовой синхронизации приемника ШПС-МЧМ содержит основные элементы следящей радиотехнической системы, а именно: фазовый дискриминатор (ФД), представленный на рис. 1, петлевой фильтр и подстраиваемый генератор (цифровой синтезатор) [3].

Квадратурный преобразователь ФД осуществляет перемножение входной аддитивной смеси  $y_i$  ШПС-МЧМ (1) и белого гауссовского шума с гармоническими сигналами центральной частоты (формирующимися цифровым синтезатором) и, тем самым, формирует составляющие  $x_{1i} = y_i \cos \Phi_i$  и  $x_{2i} = y_i \sin \Phi_i$ , где i = 1, 2, ... – номер отсчета,  $M = T_n / \Delta T$  – количество отсчетов за период,  $\Delta T$  – интервал дискретизации сигнала. Квадратурный коррелятор обрабатывает составляющие  $x_{1i}$  и  $x_{2i}$  с использованием отсчётов опорных сигналов  $f_i$  и  $\oint_i$  (задержка сигнала полагается известной). На основе квадратурных составляющих  $z_1 = \sum_{i=1}^{M} (x_{1i}f_i - x_{2i}\oint_i)$  и  $z_2 = \sum_{i=1}^{M} (x_{1i}f_i + x_{2i}f_i)$  сжатого по спектру сигнала фазовый дискриминатор формирует сигнал рассогласования  $Z_n(k) = \operatorname{sign}(z_1) \cdot z_2$ , который обрабатывается нестационарным петлевым фильтром, где sign – знаковая функция.



Рис. 1. Структурная схема фазового дискриминатора

Исследование стационарной системы фазовой синхронизации с шумовой полосой равной 0,1 Гц (рис. 2, *a*) и передаточной функцией контура управления  $K(p) = K \cdot (1+Tp)/p^2$  показывает, что время синхронизации недопустимо велико (более 600 с). Результаты известных работ по ускоренной синхронизации приемника шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией, например [2], показывают, что при скачкообразном изменении шумовой полосы среднее время синхронизации  $\overline{t_{ex}} \approx 40 c$ . В данной работе предлагаются и исследуются другие возможные варианты повышения быстродействия СФС. Для повышения быстродействия СФС используется нестационарный петлевой фильтр с переменными коэффициентами. Разностное уравнение нестационарного петлевого фильтра совмещенного с цифровым синтезатором имеет вид:

$$\mathbf{\phi}_{c} = b_0 Z_{\mu}(k) + b_1 Z_{\mu}(k-1) + b_2 Z_{\mu}(k-2) - a_1 \mathbf{\phi}_{k-1} - a_2 \mathbf{\phi}_{k-2}, \qquad (3)$$

где  $a_1, a_2, b_0, b_1, b_2$  – коэффициенты разностного уравнения,  $Z_{\mu}(k)$  – выходная величина фазового дискриминатора обрабатывающего аддитивную смесь ШПС-МЧМ (1) и белого гауссовского шума,  $\mathbf{f}_c$  – оценка фазы сигнала, k – номер шага фильтрации. Коэффициенты разностного уравнения (3) определяются как:

$$a_{1} = -2, a_{2} = 1,$$

$$b_{01}(k) = \frac{K_{1}(k)T_{\alpha}^{2}}{4} + \frac{K_{1}(k)TT_{\alpha}}{2}, k \in [0, k_{\alpha}], b_{1} = \begin{cases} b_{11}(k) = \frac{K_{1}(k)T_{\alpha}^{2}}{2}, k \in [0, k_{\alpha}] \\ b_{02} = \frac{K_{2}T_{\alpha}^{2}}{4} + \frac{K_{2}TT_{\alpha}}{2}, k \in (k_{\alpha}, n) \end{cases}, b_{1} = \begin{cases} b_{11}(k) = \frac{K_{1}(k)T_{\alpha}^{2}}{2}, k \in [0, k_{\alpha}] \\ b_{12} = \frac{K_{2}T_{\alpha}^{2}}{2}, k \in (k_{\alpha}, n) \end{cases}, b_{1} = \begin{cases} b_{12}(k) = \frac{K_{1}(k)T_{\alpha}^{2}}{4} - \frac{K_{1}(k)T_{\alpha}^{2}}{2}, k \in [0, k_{\alpha}] \\ b_{22} = \frac{K_{2}T_{\alpha}^{2}}{4} - \frac{K_{2}TT_{\alpha}}{2}, k \in (k_{\alpha}, n) \end{cases}, b_{1} = \begin{cases} b_{11}(k) = \frac{K_{1}(k)T_{\alpha}^{2}}{2}, k \in [0, k_{\alpha}] \\ b_{12} = \frac{K_{2}T_{\alpha}^{2}}{2}, k \in (k_{\alpha}, n) \end{cases}$$

где  $K_1(k)$  и  $K_2$  – коэффициенты, рассчитанные для начального  $F_{\text{шн}}$  и конечного  $F_{\text{шк}}$  значений шумовых полос;  $T_{\text{д}}$  – интервал дискретизации. Заметим, что понятие «шумовая полоса» применено для системы фазовой синхронизации в установившемся режиме, т.е. в предположении, что ошибка синхронизации мала и работа СФС осуществляется на линейном участке дискриминационной характеристики ФД.



Рис. 2. Способы изменения шумовой полосы СФС

В данной работе исследованы один известный [2] и четыре вновь предложенных варианта изменения шумовой полосы СФС для сокращения времени установления фазовой синхронизации, при требовании незначительного усложнения реализации [4, 5]:

1) скачкообразное изменение шумовой полосы от  $F_{\text{шн}} = 0,5 \Gamma$ ц до  $F_{\text{шк}} = 0,1 \Gamma$ ц (рис. 2, *б*) [2];

2) линейное уменьшение шумовой полосы от  $F_{\text{шн}} = 0,5 \Gamma$ ц до  $F_{\text{шк}} = 0,1 \Gamma$ ц (рис. 2, *в*);

3) экспоненциальное уменьшение шумовой полосы от  $F_{\text{шн}} = 0,5$  Гц до  $F_{\text{шк}} = 0,1$  Гц (рис. 2, *г*);

4) шумовая полоса до первого шага переключения равна  $F_{\text{шн}} = 0,5 \, \Gamma \mu$ , затем линейно уменьшается до  $F_{\text{шк}} = 0,1 \, \Gamma \mu$ , и после момента второго переключения остается неизменной (рис. 2,  $\partial$ );

5) шумовая полоса до первого шага переключения равна  $F_{\rm mh} = 0,5 \, \Gamma \mu$ , затем по экспоненциальному закону уменьшается до  $F_{\rm mk} = 0,1 \, \Gamma \mu$ , и после момента второго переключения остается неизменной (рис. 2, *e*). Графическое изображение функций, характеризующих изменение во времени шумовых полос СФС, а также их аналитическое описание представлены на рис. 2.

На рис. 3 представлены результаты статистического моделирования нестационарной СФС 2-го порядка астатизма с начальным значением шумовой полосы  $F_{\text{шн}} = 0,5$  Гц и конечным значением  $F_{\text{шк}} = 0,1$  Гц.

Представленные на рис. З результаты моделирования СФС получены усреднением по M = 500 реализациям и соответствуют следующим условиям: отношение сигнал/шум q = -40 дБ; частотная расстройка  $|F_{\alpha}| = 0$  Гц (рис. 3, *a*, *б*),  $|F_{\alpha}| = 0,02$  Гц (рис. 3, *в*, *г*),  $|F_{\alpha}| = 0,2$  Гц (рис. 3, *д*, *e*). Кривые 1–5 соответствуют изменению шумовых полос, описываемых зависимостями  $F_{\mu 1}(k) - F_{\mu 5}(k)$ .



Рис. 3. Статистическая динамика нестационарной СФС 2-го порядка астатизма

Результаты сравнительного анализа нестационарной СФС 2-го порядка астатизма для четырех рассмотренных вариантов изменения шумовой полосы позволяют сделать следующие выводы:

1. Система фазовой синхронизации с нестационарным цифровым фильтром с предложенными вариациями изменений шумовой полосы  $(F_{\rm m2}(k) - F_{\rm m5}(k))$  обеспечивает выигрыш во времени установления синхронизации около двух раз  $(\overline{t_{\rm ex}} \approx 23 c)$ , по сравнению с СФС с нестационарным цифровым фильтром, обеспечивающим скачкообразное изменение во времени шумовой полосы  $F_{\rm m1}(k)$   $(\overline{t_{\rm ex}} \approx 40 c)$ ;

2. В установившемся режиме у рассмотренных СФС среднее значение фазовой ошибки  $\bar{u} \rightarrow 0$ , при СКО фазовой ошибки  $y_u \approx 0,05$  рад;

3. Наиболее простым из предложенных способов изменения шумовой полосы СФС представляется  $F_{\rm m2}(k)$ , что позволяет рекомендовать его для реализации в следящих корреляционных приемниках ШПС-МЧМ [4, 5].

Повышение точности СФС возможно за счет дальнейшего уменьшения шумовой полосы [2], однако, это не целесообразно в силу наличия ряда технико-технологических ограничений (нестабильность частоты опорного генератора, конечная точность оценки  $F_{\pi}$ автономным датчиком скорости [6] и т.д.).

### Список литературы

1. Кокорин В.И. Радионавигационные системы и устройства / В.И. Кокорин. – Красноярск: КГТУ, 2006. – 175 с.

2. Kuzmin E.V. Accelerated Phase-lock-loop Frequency Control Methods of User's Equipment in Perspective Radio Navigation Systems / Е.В. Кузьмин // Журнал Сибирского федерального университета. Серия «Техника и технологии». – 2008. – Т. 1. – № 3. – С. 276–286.

3. Kuzmin E.V. Comparative Analysis of Phase-lock Control System Algorithms for Spread-spectrum Signal Receiver / Е.В. Кузьмин // Журнал Сибирского федерального университета. Серия «Техника и технологии». – 2011. – Т. 4. – № 1. – С. 35–39.

4. Кузьмин Е.В. Разработка и исследование цифрового приемника интегрированной радионавигационной системы / Е.В. Кузьмин, Я.И. Сенченко // Сборник трудов II Всероссийской научно-практической конференции молодых ученых с международным участием «Актуальные проблемы науки и техники». – Уфа: Нефтегазовое дело, 2010. – Т. 1. – С. 51–54.

5. Кузьмин Е.В. Реализация и исследование цифровой системы фазовой синхронизации приемоиндикатора широкополосной радионавигационной системы / Е.В. Кузьмин, Я.И. Сенченко // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. трудов. – Красноярск: ИПК СФУ, 2010. – С. 188–192.

6. Кузьмин Е.В. Обеспечение прецизионной фазовой синхронизации приемоиндикатора широкополосной РНС при комплексировании с датчиком скорости / Е.В. Кузьмин, Я.И. Сенченко // В мире научных открытий. – 2010. – № 6.1 (12). – С. 113–116.

# ВОЗМОЖНОСТИ КОРРЕКЦИИ ВЛИЯНИЯ ИОНОСФЕРЫ НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ПРИЕМНИКОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

#### А. А. Ларионов, А. И. Агарышев (научный руководитель)

Иркутский государственный технический университет, 664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83 E-mail:reirem@istu.edu, aai.irk@mail.ru

Предлагается методика расчета дополнительного запаздывания радиоволн в ионосфере, учитывающая регулярную горизонтальную неоднородность ионосферы, а также кривизну траекторий радиоволн. Приведены результат расчетов групповых задержек радиоволн для различных ситуаций. Показано, что ошибки определения дальностей до навигационных космических аппаратов (НКА) существенно зависят от углов возвышения НКА над горизонтом. Предлагается алгоритм расчета ошибок определения координат приемников спутниковых радионавигационных систем (СРНС).

#### Введение

В настоящее время для определения координат различных объектов широко используют глобальные радионавигационные системы GPS и ГЛОНАСС, основанные на приеме радиосигналов от навигационных космических аппаратов (НКА). Одним из основных источников погрешностей определения координат в этих системах является дополнительное групповое запаздывание радиоволн, обусловленное замедлением скорости их распространения в ионосфере Земли. Для коррекции этого запаздывания используют методы, основанные на задании зависимостей плотностей электронов N от высоты h в точке, где прямая, соединяющая НКА и приёмник, пересекает главный максимум N для слоя F2 ионосферы. При этом мало внимания уделялось оценкам влияния изменений вертикальных N(h)-профилей вдоль указанной выше прямой на групповые задержки радиоволн, а также оценкам влияния на эти задержки отличий реальных криволинейных траекторий радиоволн от прямых линий, которые предполагаются в известных методах решения навигационных задач. Особенно важны такие оценки для решения актуальной задачи повышения точности определения координат одночастотных навигационных радиоприёмников.

Цель доклада заключается в представлении уточнённой методики прогнозирования группового времени распространения радиоволн от НКА до аппаратуры потребителей, а также в представлении методики и результатов оценок влияния горизонтальной неоднородности ионосферы и кривизны траекторий радиоволн на точность определения координат одночастотных навигационных приёмников.

Для достижения этой цели решены следующие задачи: 1) разработана модель ионосферы и методика расчёта групповых задержек радиоволн, позволяющие учесть регулярные изменения N вдоль реальных криволинейных траекторий прохождения радиоволн через ионосферу; 2) разработан алгоритм прогнозирования ошибок определения координат одночастотных навигационных приёмников, учитывающий указанные выше эффекты.

## 1. Особенности влияния ионосферы на групповые задержки радиоволн

Для расчёта дополнительных групповых запаздываний радиоволн в ионосфере Земли предлагается трехслойная модель N(h)-профиля, где высотные зависимости плазменных частот f<sub>0</sub> в слоях E, F1, F2 согласно рис. 1 и приведённым ниже формулам (1-5) задаются на основе известной модели Брэдли-Дадни [1]. Преимущество этой модели заключается в простоте аналитических выражений и в возможности прогнозов критических частот слоев Е и F2 (f<sub>mE</sub>, f<sub>mF2</sub>) и высот главного максимума N для слоя F2 (h<sub>mF2</sub>) в зависимости от географических координат, времени, активности Солнца. При этом входящие в (1-5) параметры ионосферы можно прогнозировать вдоль проекции на поверхность Земли траектории радиоволны, распространяющейся между НКА и навигационным приёмником, что позволит задать изменения плазменных частот ионосферы вдоль этой траектории и учесть влияние регулярной (прогнозируемой) горизонтальной неоднородности ионосферы на дополнительные групповые задержки радиоволн между НКА и навигационным приёмником.

$$f_{0E}(h) = f_{mE} \cdot \sqrt{\left|1 - \left((h - h_{mE}) / y_{mE}\right)^2\right|}, h_{mE} = 110 \text{ KM}, y_{mE} = 20 \text{ KM}, 90 < h < 110 \text{ KM} (1)$$
  
$$f_{0E1}(h) = f_{mE} \cdot (h \cdot 0.225 + h_{mE1} - 1.225 h_{mE}) / (h_{mE1} - h_{mE}), 110 < h < h_{mE1}, (2)$$

$$(h) = f_{mE} \cdot (h \cdot 0,225 + h_{mF1} - 1.225 h_{mE}) / (h_{mF1} - h_{mE}), \ 110 < h < h_{mF1}, \ (2)$$

$$h_{mF1} = h_{mF2} \left( 1 - 0.3 \cdot \sqrt{1 - 1.5 \cdot f_{mE}^{2} / f_{mF2}^{2}} \right),$$
(3)

$$f_{0F2}(h) = f_{mF2} \cdot \sqrt{\left|1 - \left(\left(h - h_{mF2}\right) / y_{mF2}\right)^2\right|} , \quad h_{mF1} < h < h_{mF2}$$
(4)

Уменьшение плазменных частот выше главного максимума N в слое F2 (h<sub>mF2</sub>) задавалось функцией из работы [2] с прогнозируемыми коэффициентами α и β:

$$f_{0F2''}(h) = f_{mF2} \cdot \sqrt{\exp(-a \cdot (h - h_{mF2})^2 / (1 + \beta \cdot (h - h_{mF2})^{3/2}))}, \quad h > hmF2$$
(5)

Известно, что горизонтальная неоднородность ионосферы наиболее существенна в широтном направлении утром зимой при высокой активности Солнца, когда существенно отличаются полные электронные содержания (ПЭС) вдоль траекторий радиоволн от значений ПЭС, рассчитанных по N(h)-профилям и зенитным углам z<sub>m</sub> для точки P на рис. 2.

Отметим, что согласно, например, работам [3, 4] с помощью значений ПЭС можно рассчитать дополнительные групповые задержки радиоволн между НКА и навигационными приёмниками, обусловленные влиянием ионосферы.

Результаты оценок отличий ПЭС при распространении радиоволн через переходные области ионосферы день-ночь и ночь-день приведены в работе [5], где показано, что учёт регулярной горизонтальной неоднородности ионосферы даёт поправки к результатам расчётов групповых задержек по известным методикам, которые в пересчёте на групповые дальности распространения радиоволн могут превышать  $\pm 100$  м. Такие поправки согласно [5] существенно возрастают про уменьшении углов возвышения ИСЗ  $\beta_0$  на рис. 2.



Рис. 1. Модель высотной зависимости плазменных частот слоёв Е, F1, F2, поясняющая формулы (1-5)



Рис. 2. Геометрия распространения радиоволн между НКА (ИСЗ) и навигационным приёмником, соответствующая известным методам прогнозирования влияния ионосферы на групповые задержки радиоволн

Навигационный приёмник измеряет групповые задержки радиосигналов не менее чем от 4-х НКА, имеющих различные углы возвышения [3]. Ошибки определения дальностей до НКА по измеренным задержкам, обусловленные применением известных методики коррекции влияния ионосферы [3], существенно возрастают при углах  $\beta_0 < 10^\circ$ , особенно для условий с регулярной горизонтальной неоднородностью ионосферы вдоль траекторий радиоволн. Рассмотрим уточнённую методику определения поправок к измеренным дальностям до НКА с учётом такой неоднородности и кривизны траекторий радиоволн.
#### 2. Методика расчета групповых задержек радиоволн

В настоящее время для расчетов группового времени прохождения радиоволн через ионосферу используется предположение о прямолинейности траекторий радиоволн между НКА и приёмником (см. рис. 2) и задании ПЭС вдоль вертикальной прямой, проведенной из точки Р пересечения этой прямой и линии, дающей прогноз высот h<sub>mF2</sub> в вертикальной плоскости, проходящей через НКА и приёмник. Увеличение группового пути, обусловленное замедлением скорости радиоволн в ионосфере, рассчитывается по формуле [4]:

$$\Delta L = 40.4 \cdot I_s / (f^2 \cdot \cos z_m), \tag{6}$$

где f – рабочая частота (для системы GPS f=1575,42 МГц), полное электронное содержание (ПЭС) определяется как интеграл вдоль вертикальной прямой, проходящей через точку Р:

$$I_{s} = \int_{\Delta h}^{H} N(h) dh, \qquad (7)$$

где  $\Delta h$  – нижняя граница ионосферы; Н – высота ИСЗ; N – плотность электронов, связанная с плазменной частотой f<sub>0</sub> (в МГц) как N = 1.24  $f_0^2 \, 10^{10}$ , м<sup>-3</sup> [4].

Однако выражения (6, 7) не учитывают изменений параметров ионосферы между НКА и приемником. Другой недостаток известных методов расчёта групповых задержек при прохождении радиоволн через ионосферу обусловлен отличиями реальных траекторий радиоволн от прямолинейных (рис. 3), предполагаемых ввиду того, что  $f_0 \ll f$ . Для уточнения расчётов этих задержек вначале рассчитаем групповое время распространения  $t_1$  вдоль прямой, соединяющей НКА и приёмник П, с помощью известного интеграла [4]:

$$t_1 = c \int_0^L \left[ 1 - (f_N(z)/f)^2 \right]^{\frac{1}{2}} dz , \qquad (8)$$

где z – координата вдоль прямой П-НКА длиной L, значения плазменных частот задаются выражениями (1-5) с учётом изменений параметров ионосферы  $f_{mE}$ ,  $f_{mF2}$ ,  $h_{mF2}$  между приемником и ИСЗ, заданных известными прогностическими моделями, например, [6]. Для ускорения расчётов интеграл (8) можно разложить в ряд с пошаговым заданием  $f_N(z)$  [3].



Рис. 3. Реальная (толстая кривая) и предполагаемая (тонкая прямая) траектории радиоволн между ИСЗ с высотой H и навигационным приёмником П

Затем задаём параметры ионосферы в точке Р (см. рис. 2, 3) и согласно (8) рассчитываем время t<sub>2</sub> для горизонтально-однородной ионосферы. Для этих параметров рассчитываем также время t<sub>3</sub> для криволинейной траектории с помощью известного [4] интеграла:

$$t_{3} = 1/c \int_{R}^{R+H} h/\sqrt{h^{2} \cdot \mu(h)^{2} - R^{2} \cdot \cos(\beta_{0})^{2}} \cdot dh , \qquad (9)$$

где с – скорость света; R – радиус Земли, показатель преломления µ задаём из (1-5):

$$\mu(h) = \sqrt{1 - f_0^2(h) / f^2}$$
(10)

Расчёты с использованием выражений (9, 10) осуществляются путём «пристрелки» траекторий от приемника П на НКА при итерациях по начальному углу  $\beta_0$ . Затем для указанной выше точки Р с помощью выражений (6, 7) рассчитывается время  $t_4$  при использовании модели ионосферы (1-5). Наконец, рассчитывается время  $t_{\rm M}$  по выражениям (6, 7) с использованием известной прогностической модели ПЭС и определяется групповое запаздывание радиоволн между НКА и приёмником по формуле:

$$t = t_1 + (t_3 - t_2) + (t_H - t_4),$$
(11)

Первая скобка в формуле (11) имеет смысл поправки на криволинейность реальных траекторий радиоволн в ионосфере, вторая скобка даёт поправку на возможное отличие ПЭС для рассмотренной выше модели (1-5) от ПЭС для известных моделей, например [3], предназначенных для прогнозирования групповых задержек прохождения радиоволн через ионосферу в СРНС GPS. Примеры результатов расчётов приведены на рис. 4.



Рис. 4. Разности групповых путей радиоволн для криволинейной и прямолинейной траекторий в зависимости от углов возвышения НКА (слева) и от критической частоты ионосферы в точке Р (справа)

Согласно рис. 4 существенное влияние на приращение группового пути радиоволны в ионосфере dL по сравнению с прямой линией оказывает критическая частота слоя F2 ионосферы при небольших углах возвышения, причем для ночной ионосферы это приращение больше, чем для дневной. Существенной зависимости dL от других параметров модели (1-5), т.е.  $f_{mE}$  и  $h_{mF2}$ , в результате выполнения расчётов обнаружено не было. При этом  $f_{mF2} = 15$  МГц соответствует максимуму для ионосферы при высокой активности Солнца.

Отметим также, что наличие НКА с углами возвышения  $\beta_0 < 30^\circ$  уменьшает геометрический фактор точности [3], что способствует повышению точности определения координат навигационных приёмников, хотя согласно результатам наших расчётов при этом растут ошибки определения этих координат из-за влияния ионосферы. В заключительном разделе доклада дано краткое описание алгоритма расчёта этих ошибок, разработанного с

учётом рассмотренных выше особенностей влияния ионосферы Земли на точность спутниковых радионавигационных систем (СРНС).

#### 3. Алгоритм расчета ошибок определения координат навигационных приемников

Запишем известное [3] выражение для измеренных приёмником дальностей  $R_i$  до НКА с номером і при учёте прогнозируемых ошибок их определения  $\delta_i(\beta_0)$ , приводящих к ошибкам определения координат радионавигационных приёмников  $\Delta_x, \Delta_y, \Delta_z$ :

$$R_{i} + \delta_{i}(\beta_{0i}) = \sqrt{(x_{i} - x_{0} + \Delta_{x})^{2} + (y_{i} - y_{0} + \Delta_{y})^{2} + (z_{i} - z_{0} + \Delta_{z})^{2} + C\tau_{\Pi}}$$
(12)

где  $x_i, y_i, z_i$  – известные для момента измерений координаты i-ого НКА, определяемые в приёмнике с помощью принятого навигационного сообщения;  $\tau_{\pi}$  – ошибка часов приёмника;  $x_0, y_0, z_0$  – измеренные без учёта ошибок  $\delta_i(\beta_0)$  координаты приемника. В выражении (12) ошибки  $\delta_i(\beta_{0i})$  зависят от углов возвышения НКА, что обусловлено, в основном, влиянием ионосферы. Средние значения этих ошибок можно прогнозировать изложенными выше в разделах 1, 2 методами по значениям  $x_i, y_i, z_i, x_0, y_0, z_0$ . Так как ошибки определения координат и дальностей много меньше этих координат и дальностей, то в результате преобразований из (12) получим систему i линейных уравнений для неизвестных  $\tau_{n}, \Delta_x, \Delta_y, \Delta_z$ :

$$R_{i}(\delta_{i} - c\tau_{\Pi}) \approx (x_{i} - x_{0})\Delta_{X} + (y_{i} - y_{0})\Delta_{y} + (z_{i} - z_{0})\Delta_{z}.$$
(13)

(1.0)

В отличие от известных выражений [3], связывающих случайные ошибки измерения дальностей до НКА и случайные ошибки определения координат приёмников через геометрические факторы точности, решение системы уравнений (13) с учетом прогнозов значений δ<sub>i</sub>(β<sub>0i</sub>) по предлагаемой в докладе методике позволит получить обусловленные влиянием ионосферы поправки к измеренным значениям x<sub>0</sub>,y<sub>0</sub>,z<sub>0</sub>.

#### Выводы

 Для повышения точности определения координат навигационных приемников возможно и целесообразно учитывать изменения параметров ионосферы между навигационным приёмником и НКА, особенно при наличии переходных областей ионосферы деньночь, ночь-день между ними.

2. Систематические ошибки прогнозов групповых путей радиоволн через ионосферу, обусловленные отличиями реальных траекторий радиоволн от прямых линий, соединяющих НКА и навигационный приемник, при критических частотах ионосферы более 10 МГц и рабочих частотах, применяемых в СРНС GPS, ГЛОНАСС, могут превышать 15 м.

3. Разработана методика прогнозирования групповых задержек при прохождении радиоволн через ионосферу, учитывающая горизонтальную неоднородность ионосферы и кривизну траекторий радиоволн.

Для оценки эффективности разработанной методики необходимо разработать соответствующую программную реализацию и выполнить её экспериментальную проверку.

### Список литературы

1. Bradley P.A., Dudeney J.R. A simple model of the vertical distribution of electron concentration in the ionosphere // J. Atmos. Terr. Phys. - 1973. - V.35. N12. – P. 2131-2146.

2. Гуревич А.В., Цедилина Е.Е. Сверхдальнее распространение коротких радиоволн. – М.: Наука, 1979. – 248 с.

3. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / под ред. В.С. Шебшаевича. – М.: Радио и связь, 1993. – 408 с.

4. Яковлев О.И. Космическая радиофизика. – М.: Научная книга, 1998. – 432 с.

5. Агарышев А.И., Потапов Д.В. Моделирование групповых задержек при распространении радиоволн через переходную область ионосферы.- Распространение радиоволн: сборник докладов XXI Всероссийской научной конференции. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2005. – Т. 2. – С. 265–267.

6. A simple HF propagation method for MUF and field strength: Document CCIR 6/288. – CCIR XVI-th Plenary Assembly. – Dubrovnik, 1986. – 34 p.

## ПОВЫШЕНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СЕЙСМОРАЗВЕДОЧНЫХ РАБОТ НА ВОДНЫХ АКВАТОРИЯХ

А. А. Абдулхаков, М. М. Валиханов, В. В. Какоткин, Ю. Л. Фатеев

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: AAbdulhakov@sfu-kras.ru

Приведено описание методов уменьшения сбойных выходных данных аппаратуры МРК, использующихся в сейсморазведочных работах.

В настоящее время сейсморазведочные работы на суше проводят по следующей схеме. В лесном массиве прорубается профиль, обычно шириной около 4 метров, для проезда машин с невзрывными источниками сейсмических волн. Вдоль профиля расставляется сейсмические датчики (пикеты) на некотором расстоянии друг от друга, например, через 50 метров. После определяются координаты точек расстановки сейсмических датчиков, обычно методом тахеометрической съемки. Затем специальные машины с невзрывными источниками сейсмических волн останавливаются, около каждого пикета и генерируют сейсмические волны, которые распространяются в толще земли и отражаются от границ раздела сред. Для повышения энергии отраженных сигналов используются несколько источников сейсмических волн, которые работают синхронно. Достоверность достигается путем увеличения количества ударов. Для анализа сейсмических данных нужно иметь координаты сейсмических ударов. В данном случае предполагается, что координаты сейсмических ударов совпадают с координатами пикетов.

В сейсморазведочных работах на водных акваториях (конкретно речных) профилем является река, а сейсмические датчики расставляются на берегу. Невзрывные сейсмические источники устанавливаются на баржу буксируемую судном.

Особенность работ заключается в том, что судно с источниками сейсмических колебаний трудно зафиксировать возле пикета в силу влияния течения реки. Для решения данной задачи судно устанавливают на якорную стоянку рядом с пикетом, где оно производит сейсмические удары. Далее судно проходит на следующую точку и процесс повторяется. Этот метод слишком затратный по времени. Тем не менее сейсморазведочные работы на реках являются актуальными в силу ряда причин. Во-первых стоимость работ по сейсмической разведке территории, на которой есть реки, уменьшается, так как можно уменьшить количество сухопутных профилей. Во-вторых, энергия отраженных сигналов выше по сравнению с работами на суше, так как сейсмические волны имеют меньшее затухание проходя через воду. Это актуально если на реке нет больших источников шума таких как водопады, пороги, бурное течение, иначе уровень сейсмического шума будет большим.

Недостатком такого вида разведки можно отнести относительно короткий сезон работ, который в условиях Сибири начинается в мае (когда река очищается ото льда) и заканчивается в августе-сентябре (до осенних дождей и туманов). Для повышения эффективности сейсморазведочных работ целесообразным является использование глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) ГЛОНАСС и GPS. Согласно требованиям координатно-временного обеспечения сейсморазведочных работ погрешность определения координат составляет 4 метра в плане и 1 метра по высоте.

Для уменьшения погрешности определения координат целесообразным является исключение систематических и уменьшения случайных погрешностей. Систематические погрешности определения координат вызваны: влиянием ионосферы и тропосферы при прохождении радиосигналов ГНСС, задержки в аппаратуре, округление чисел, конечная разрядность числа и т. д.

В данной статье пойдет описание промахов измерений и их исключения. Для навигационного обеспечения сейсморазведочных работ использована навигационная аппаратура МРК-32, серийно выпускаемая на ФГУП «НПП «Радиосвязь».

К достоинствам МРК-32 следует отнести.

1) Работа по сигналам двух навигационных систем ГЛОНАСС и GPS.

2) Работа в условиях вибрации, влажности и пыли.

3) Запись сырых результатов измерений для их последующей обработки.

4) Формирование опорной частоты 5/10 МГц и секундной метки времени с привязкой ко времени системы ГЛОНАСС с погрешностью 1 мкс.

При работе системы может возникать ситуация, когда моменты времени измерения координат и измерения сейсмических сигналов не синхронны. Для уменьшения этой погрешности принято решение управлять их запуском с помощью МРК, это также привязывает время ударов к точной шкале времени.

Испытания аппаратуры в 2008 году и 2009 году показали, что в выходных координатах могут присутствовать некоторое количество промахов. На рис. 1–4 приведены примеры промахов. Координаты получены сигналам спутников ГЛОНАСС и GPS. Временной интервал измерений координат – одна секунда.

Анализ полученных измерений показывает, что в большинстве ситуаций промахи связаны либо с выводом из состава наблюдаемых спутников, либо его вводом. Есть некоторые измерения спутников, которые присутствуют не во всех идущих подряд измерениях, в приеме этих спутников есть перебои. Такое поведение спутника указывает на проблемы с его приемом, поэтому использовать его в расчете не следует. Изменение состава наблюдаемых спутников влияет на геометрический фактор, что приводит к смещению траектории. В случае прекращения слежения за сигналом НКА и повторном быстром его захвате приводит к изменению траектории показанной на рис. 3 и рис. 4.

Единичные скачки в координатах в основном связаны с неправильным измерением дальности до НКА. Как показало исследование, для устранения вышеописанных промахов были разработаны несколько алгоритмов, анализирующих входных данных.





Рис. 1. Единичный вылет

Рис. 2. Сдвиг







1) Фильтр по времени нахождения спутника в расчете. Алгоритм выводит из состава видимых те измерения спутников, которые находятся по времени меньше чем некоторое заданное значение.

Предположительно это явление может возникать из-за того что прием со спутника затруднен вследствие какого либо препятствия типа гор, деревьев или еще каких факторов. Этот фильтр показал лучшую эффективность по сравнению с другими фильтрами.

2) Разработан фильтр по амплитуде спутникового сигнала, который выводит из расчета координат те спутники, амплитуда которых меньше заданной оператором величины. Если амплитуда приема сигнала спутника мала, то это может мешать проводить точные измерения. Данная ситуация возникает при низких углах места спутника или при затенении спутника деревьями.

 Фильтр по углу места спутника убирает из расчета все спутники, угол места которых меньше заданного значения. Считается, что спутник, летящий низко над горизонтом, может вносить погрешность в определении координат.

4) Фильтр удаления некоторого количества первых измерений спутника. Есть вероятность что спутник, который только начал приниматься приемником может вносить некоторое время погрешность в расчет координат. Этот фильтр в некоторых случаях эффективен.



Рис. 5. Выходные координаты (без применения фильтров - кружки, с применением фильтрации – звездочки)

Совместное применение этих фильтров показало достаточную эффективность, повысив достоверность получаемых координат. Результаты фильтрации приведены на рис. 5.

Выводы по проведенной работе показали эффективность вышеописанных фильтров в примерно 90 процентах грубых промахов координат для данных, полученных на водных сейсморазведочных работах. Для малых промахов разрабатываются алгоритмы уравнивания точек измерения, анализа соседних измерений и данных о скорости подвижности и маневренности объекта, анализа спутниковой обстановки для получения практически максимально приближенной к реальным координатам точек измерения.

## ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА РАЗРЕШЕНИЯ ФАЗОВОЙ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ПРИ ОЦЕНКЕ ПАРАМЕТРОВ В РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ «КРАБИК»

К. Н. Веретельников, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 28 E-mail: veretelnikovk.n@yandex.ru

Доклад посвящен исследованию алгоритма разрешения фазовой неоднозначности применительно к оценке радионавигационных параметров в фазовой радионавигационной системе «Крабик». Выполнен расчет вероятности разрешения фазовой неоднозначности на основе статистического моделирования в математическом пакете Matlab. Записаны реальные результаты фазовых измерений для дальномерного режима радионавигационной системы «Крабик», при ее функционировании в лабораторных условиях. Полученные результаты обработаны с использованием исследованного алгоритма устранения фазовой неоднозначности, в результате чего получены значения дальностей между станциями, соответствующие реальным условиям измерений.

Несмотря на широкое распространение спутниковых радионавигационных систем (СРНС), таких как ГЛОНАСС и GPS, наземные радионавигационные системы (РНС) продолжают занимать важное место в определении местоположения наземных объектов. Это объясняется главным образом высокой точностью определения радионавигационных параметров (РНП) с использованием данных систем, а также независимостью от СРНС и других средств навигации, что позволяет РНС оставаться резервным, а в ряде случаев и основным средством навигации подвижных (в первую очередь морских) объектов.

При использовании на морских акваториях, где вероятность отражений сигналов является невысокой, целесообразно использовать фазовые методы определений, обеспечивающие наиболее высокую точность измерения значений РНП. Одной из важнейших проблем фазовых РНС является проблема разрешения фазовой неоднозначности (РФН) при определении РНП, возникающей вследствие использования результатов измерений фазовых сдвигов сигналов с длинами волн, значительно меньшими, чем возможный диапазон изменения РНП.

Данная работа посвящена исследованию алгоритма РФН применительно к РНС «Крабик», выпускаемой ФГУП «НПП «Радиосвязь» совместно с Сибирским федеральным университетом для решения задач координатного обеспечения морских объектов.

Радионавигационная система «Крабик» обеспечивает работу в диапазоне ультравысоких частот (УВЧ) и предназначена для определения координат и элементов движения морских объектов. В состав системы входят 3-6 опорных станций (ОС), устанавливаемых на берегу в точках с известными координатами и от 1 до 8 бортовых станций (БС), размещаемых на борту морских надводных объектов. РНС обеспечивает определение координат БС в дальномерном, разностно-дальномерном и комбинированном режимах местоопределения [1].

Частотный план РНС «Крабик» задан следующими значениями несущих частот:  $f_0 = 421$  МГц,  $f_1 = 421.01$  МГц,  $f_2 = 421.1$  МГц,  $f_3 = 422$  МГц,  $f_4 = 426$  МГц,

 $f_5 = 431$  МГц, поочередно излучаемых в пространство в соответствии с принятой временной диаграммой излучения сигналов для ОС или БС [1]. Разделение сигналов станций РНС – временное.

Для уменьшения систематических погрешностей фазовые сдвиги ( $\Phi$ C) измеряются на разностных (метрических) частотах, полученных путем вычитания значений основной частоты  $f_0$  из вспомогательных частот  $f_1 \div f_5$ . В результате этого сетка метрических частот, на которых осуществляется измерение  $\Phi$ C, образует следующий ряд значений:

$$F_{m1} = f_1 - f_0 = 10 \text{ } \kappa \Gamma \text{u}, \quad F_{m2} = f_2 - f_0 = 100 \text{ } \kappa \Gamma \text{u}, \quad F_{m3} = f_3 - f_0 = 1 \text{ } M \Gamma \text{u}, \quad (1)$$

$$F_{m4} = f_4 - f_0 = 5 \text{ } M \Gamma \text{u}, \quad F_{m5} = f_5 - f_0 = 10 \text{ } M \Gamma \text{u}.$$

В РНС «Крабик» для разрешения неоднозначности используется метод пересчета измерений (МПИ), описанный в [2]. Согласно данному методу полный фазовый сдвиг определяется на самой высокой метрической частоте  $F_{m5}$  путем последовательного перехода от более грубых ступеней к точным. При этом используются следующие соотношения:

$$\Phi_i = N_i + \varphi_i, \tag{2}$$

$$N_{i} = \left[\frac{\lambda_{i-1}}{\lambda_{i}} \cdot \Phi_{i} - \varphi_{i} + 0.5\right],$$
(3)

где i = 1,...,m — номер текущей шкалы; m — общее число шкал; для РНС «Крабик» равное 5; знак [·] означает выделение целой части числа;  $\lambda_i$  — длина волны сигнала на текущей шкале;  $\varphi_i$  — значение измеренного ФС на *i*-й шкале выраженное в фазовых циклах; i-1 — номер предыдущей шкалы с длинной волны  $\lambda_{i-1}$ ;  $\Phi_{i-1}$  — значение полного ФС, полученного на предыдущей (*i*-1-й) шкале;  $N_i$  — целочисленная неоднозначность для *i*-й шкалы;  $\Phi_i$  — значение полного ФС на *i*-й шкале с учетом неоднозначности, содержащее в себе целую часть равную числу периодов метрической частоты текущей шкалы, укладывающихся в измеренном значении РНП.

Длины волн в (3) определяются исходя из метрических частот  $f_1 \div f_5$  согласно следующей формуле:

$$\lambda_i = \frac{V}{F_{mi}},\tag{4}$$

где i = 1, ..., 5 – номер метрической частоты РНС «Крабик»; V – значение скорости распространения радиосигналов в среде.

Следует отметить, что вычисление неоднозначности  $N_1$  на самой низкой метрической частоте  $F_{m1}$  осуществляется с использованием априорных данных о значении РНП с точностью  $\pm \lambda_1 / 2 = 15$  км, которые могут быть получены по данным штурманской прокладки или от внешних навигационных датчиков. МПИ относится к методу с накоплением ошибки, т.е. при ошибке в РФН на *i*–1-й шкале она перейдет на *i*-ю и последующие шкалы [2].

Алгоритм устранения неоднозначности по МПИ был исследован в математическом пакете Matlab для значений метрических частот PHC «Крабик», приведенных в выражении (1). В результате статистического моделирования алгоритма были рассчитаны значения вероятности правильного РФН в зависимости среднеквадратического отклонения (СКО) погрешности измерения  $\Phi C \sigma_{\phi}$ . Данная зависимость представлена на рис. 1. При

вычислениях вероятности проводилось 100000 независимых испытаний для каждого значения  $\sigma_{0}$  при измеряемом значении дальности R = 75 м.

Согласно результатам расчетов, вероятность правильного устранения неоднозначности  $P \ge 0,99$  в РНС «Крабик» обеспечивается при значениях СКО погрешности фазовых измерений  $\sigma_{\phi} \le 6,3^{\circ}$ . Полученный результат подтверждается результатами теоретических расчетов, приведенных в [3].

Алгоритм разрешения неоднозначности фазовых измерений был проверен на реальных данных, полученных при работе РНС «Крабик» в дальномерном режиме в лабораторных условиях. Схема соединений приборов РНС «Крабик», использованная при эксперименте, представлена на рис. 2.

Бортовая и опорные станции были соединены с делителем мощности (ДМ) M6-80C посредством антенного кабеля. Геометрическая длина антенных кабелей между ППРД-01 и ДМ составляет примерно 25 м, что приводит к геометрической длине кабелей между ППРД станций 50м. С учетом коэффициента укорочения длины волны в кабелях, принятого при расчетах равным 1.5, расчетная электрическая длина соединительных кабелей между БС и каждой из ОС составляет 75 м.



Рис. 1. Вероятность правильного устранения неоднозначности в РНС «Крабик» в зависимости от СКО погрешности определения ФС



Рис. 2. Схема соединений приборов для исследования работы РНС «Крабик»: БС – бортовая станция; ОС – опорная станция; ДМ – делитель мощности М6-80С; ИП – источник питания; МС – метеостанция; ППРД-01 – приемопередатчик; ПУ – пульт управления

В ходе эксперимента был записан файл с результатами измерений ФС сигналов ОС1, ОС2, ОС3 по отношению к ФС БС на метрических частотах РНС «Крабик» для дальномерного режима местоопределения БС.

Значения СКО погрешности измеренных значений ФС, полученных по результатам обработки 100 независимых отсчетов ФС, приведены в табл. 1.

Таблица 1

| OC | σ <sub>φ<i>m</i>1</sub> , град. | σ <sub>φm2</sub> , град. | σ <sub>φm3</sub> , град. | σ <sub>φ<i>m</i>4</sub> , град. | σ <sub>φ<i>m</i>5</sub> , град. |
|----|---------------------------------|--------------------------|--------------------------|---------------------------------|---------------------------------|
| 1. | 0.0960                          | 0.2299                   | 0.4991                   | 0.5002                          | 0.2626                          |
| 2. | 0.0961                          | 0.2299                   | 0.4992                   | 0.5007                          | 0.2104                          |
| 3. | 0.0957                          | 0.2298                   | 0.4989                   | 0.4977                          | 0.3268                          |

Значения СКО погрешностей измерения фазовых сдвигов на метрических частотах

В результате обработки измеренных значений  $\Phi C$  с использованием алгоритма РФН по МПИ, получены значения дальностей между БС и ОС1, ОС2, ОС3 ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ). Графики измеренных значений дальностей представлены на рис. 3.



Рис. 3. Результат обработки файла данных РНС «Крабик»

Из рис. 3 видно, что расстояния между станциями составляют около 75 м. Расхождение полученных значений с расчетным значением 75 м объясняется:

- неточным соответствием геометрических длин кабелей 25 м;

 несовпадением фактического и расчетного значений коэффициента укорочения длины волны,

 при расчете дальностей скорость электромагнитных волн в кабеле была принята равной скорости распространения сигналов в воздухе.

Следует также отметить, что измерения проводились при малых значениях СКО погрешности измерения ФС, не превышающего одного градуса (см. табл. 1), поэтому вероятность правильного устранения неоднозначности в рассматриваемых результатах составляет 1, т.е. определении дальностей не наблюдалось сбоев в РФН (рис. 3). Таким образом, полученный экспериментальный результат расчета вероятности правильного РФН не противоречит результатам расчета вероятности правильного РФН не противоречит результатам расчета вероятности правильного РФН методом статистического моделирования (рис. 1).

Следует отметить, что вероятность правильного РФН для данного метода зависит от выбора сетки метрических частот и может быть увеличена, при том же значении СКО погрешности фазовых измерений, однако при этом произойдет уменьшение диапазона однозначной оценки радионавигационных параметров при сохранении числа метрических частот [3]. В результате выполненной работы разработана программа, реализующая алгоритм РФН по МПИ, функционирующая в среде MatLab. Результаты статистического моделирования позволили оценить зависимость вероятности правильного разрешения неоднозначности фазовых измерений от СКО погрешности измерения ФС для дальномерного режима местоопределения РНС «Крабик». Обработка реальных экспериментальных результатов подтверждает возможность практического применения разработанного программного обеспечения, реализующего исследованный алгоритм разрешения фазовой неоднозначности.

#### Список литературы

1. Высокоточная радионавигационная система для морских потребителей / А. М. Алешечкин // Гироскопия и навигация. – 2004. – № 2. – С. 5–12.

2. Разрешение неоднозначности в информационно-измерительных многошкальных приборах и системах / В.А. Пономарев [и др.]. – СПб.; Изд. ВИКУ, 2001.

3. Вероятность правильного устранения неоднозначности в фазовой радионавигационной системе «Крабик» / А.М. Алешечкин // Гироскопия и навигация. – 2009. – № 3. – С. 74–82.

## ПОИСК СИГНАЛОВ ГЛОНАСС ПО ЗАДЕРЖКЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

П. В. Штро, А. Г. Андреев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: faust 256@mail.ru

Основной задачей режима поиска сигналов является формирование предварительной (грубой) оценки его параметров: доплеровского сдвига частоты (ДСЧ) и задержки псевдослучайной последовательности (ПСП).

При последовательном поиске время на перебор всех возможных значений ДСЧ и задержки сигнала в заданном диапазоне, с заданным шагом по частоте и задержке с использованием одного коррелятора может быть неприемлемо большим. В то же время, такой вариант поиска существенно сокращает аппаратные затраты на реализацию приемника: для поиска используются те же корреляторы, что и для слежения за задержкой, частотой и фазой сигнала.

Существуют приемники, имеющие большое количество корреляторов, например UBlox5 (1 млн. корреляторов). Наличие большого количества корреляторов позволяет существенно сократить время поиска. Реализация большого количества корреляторов в ПЛИС затруднительна, однако вычисление взаимной корреляционной функции (ВКФ) может быть выполнено на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) [1]. Применение БПФ для вычисления ВКФ по реализациям сигнала конечной длины  $N_1$  основывается на связи между корреляцией и сверткой. Корреляционную сумму  $\sum_{n=0}^{N_1-m-1} x(n+m)y^*(n)$  можно представить линейной сверткой двух последовательностей x(-n) и  $y^*(n)$ :

$$\sum_{n=0}^{N_1-m-1} x(n+m) y^*(n) = x(-n) * y^*(n).$$
<sup>(1)</sup>

Линейной свертке двух  $N_1$  – точечных последовательностей во временной области соответствует произведение их БПФ в частотной области:

$$\begin{split} \mathcal{E}\Pi \Phi_N \big[ r_{xy}(m) \big] &= R_{xy}(if_k) = \frac{1}{N_1} X(if_k) Y^*(if_k) = \\ &= \frac{1}{N_1} \mathcal{E}\Pi \Phi_N \big[ x(n) \big] \mathcal{E}\Pi \Phi^*_N \big[ y(n) \big] \end{split}$$
(2)

При этом к каждой из последовательностей x(n), y(n) добавляется  $N_0 = N_1$  (или более) нулевых отсчетов.

Параллельный поиск может быть реализован либо для определения ДСЧ сигнала либо для определения задержки сигнала. При диапазоне ДСЧ 10 кГц, шаге по частоте 250 Гц количество точек по частоте составит 41. Для кода стандартной точности ГЛОНАСС, шаге по задержке, соответствующем половине символа ПСП требуется 1022 точки по задержке. Поэтому применение алгоритма параллельного поиска для определения задержки сигнала дает существенный выигрыш по времени.

На рис. 1 представлена схема вычисления ВКФ входного и опорного сигналов.



Рис. 1. Схема вычисления ВКФ

Сигнал с радиотракта на промежуточной частоте поступает на вход квадратурного преобразователя. Далее выполняется накопление выходных сигналов преобразователя на интервале, соответствующем половине символа ПСП. В результате для кода стандартной точности ГЛОНАСС на одной миллисекунде получается 1022 отсчета.

Вычисление БПФ по основанию 2 возможно по реализации, длина которой равна целой степени двойки. Дополнение отсчетов I, Q (рис. 1) нулями до целой степени двойки приведет к увеличению уровня боковых лепестков ВКФ. Однако применение алгоритма, описанного в [2] позволяет вычислить ВКФ периодической последовательности длиной, не равной целой степени двойки при помощи БПФ.

При помощи макета, структурная схема которого приведена на рис. 2, проведен эксперимент по поиску навигационных сигналов по задержке и частоте в реальном времени.



Рис. 2. Структурная схема макета

В схеме на рис. 2 навигационный сигнал, принимаемый антенной со спутника, или сигнал, формируемый имитатором, подается на вход радиотракта (РТ). Сигнал на промежуточной частоте с выхода радиотракта поступает на АЦП отладочной платы. Отладочная плата содержит ПЛИС, в которой реализован блок поиска сигнала по задержке в соответствии со схемой рис. 1. Отсчеты ВКФ передаются через интерфейс PCI в программу управления блоком поиска.

На рис. 3 приведена ВКФ, полученная при использовании сигнала с имитатора. Отношение сигнал/шум на выходе АЦП q = 38 дБВт/Гц (определено при помощи программного приемника). Усреднение модуля ВКФ выполнялось на 10 миллисекундах.



Рис. 3. ВКФ при использовании сигнала с имитатора для q = 38 дБВт/Гц

Также был проведен эксперимент по поиску сигналов, принимаемых со спутников ГЛОНАСС. На рис. 4 приведена ВКФ в диапазоне (0-Тп). Усреднение по 10 мс.



Рис. 4. ВКФ при использовании сигнала спутника ГЛОНАСС

При использовании одного блока поиска сигналов по задержке с применением БПФ слепой поиск сигналов ГЛОНАСС (перебор по 14 литерам, в диапазоне частот 10 кГц, с шагом 250 Гц) занял около 10 секунд.

### Список литературы

1. Глинченко А. С. Цифровая обработка сигналов. – М.: ИПЦ КГТУ, 2005.

2. Daigle John N. A specialized fast cross-correlation for acoustical measurements using coded sequences. Am. 119, J. Acoustical Society of America, 2005. – P. 330–335.

### ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ СИНХРОНИЗАЦИИ В ИНТЕГРИРОВАННЫХ РАДИОСИСТЕМАХ НАВИГАЦИИ

Р. Г. Галеев<sup>1</sup>, В. Ф. Гарифуллин<sup>2</sup>, А. В. Гребенников<sup>2</sup>, М. Ю. Казанцев<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ФГУП "НПП"Радиосвязь" 660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19 E-mail: kniirs@mail.kts.ru <sup>2</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: vadimgar@mail.ru

Приведены экспериментальные результаты оценки эффективности совместной коррекции тропосферной и ионосферной составляющих погрешности синхронизации при координатно-временных определениях по сигналам спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС и GPS.

Важное направление интеграции спутниковых радионавигационных систем (СРНС) и наземных РНС связано с осуществлением синхронизации опорных станций наземной РНС с использованием навигационной аппаратуры потребителя (НАП) СРНС. Примером могут служить РНС LORAN-С (отечественный аналог – РНС «Чайка») и разрабатываемая отечественная широкополосная РНС «Спрут» [1].

Возможность внешней синхронизации наземных станций появилась благодаря разработке стандартов частоты с относительной нестабильностей 10<sup>-13</sup> и выше, а также развитию системы единого времени, что позволяет осуществлять синхронизацию излучения сигналов путем привязки к единой шкале времени (ШВ).



Рис. 1. Определение расхождения шкал времени аппаратуры МРК-33 и СРНС

В докладе приведены результаты экспериментального исследования способов повышения точности синхронизации в интегрированных радиосистемах навигации.

Для оценки эффективности совместной коррекции тропосферной и ионосферной составляющих погрешности синхронизации были проведены экспериментальные исследования, результаты которых представлены на рис. 1: результаты одномоментных (без дополнительной фильтрации) определений расхождения шкал времени аппаратуры потребителя МРК-33 и СРНС, полученные по результатам решения навигационно-временной задачи (НВЗ) (без коррекции ШВ МРК-33). В ходе эксперимента синхронизация ШВ МРК-33 относительно водородного ЭВЧ (Ч1-1006) контролировалась измерителем интервалов времени СNТ-90. Благодаря высокой стабильности эталона времени и частоты ЭВЧ (2\*10<sup>-14</sup> за сутки) расхождение ШВ МРК-33 относительно ШВ СРНС в среднем составило не более 2 нс на суточном интервале.

По результатам экспериментальных исследований можно сделать вывод об эффективности использования коррекции ионосферной и тропосферной погрешности измерения псевдодальности. В аппаратуре частотно-временной синхронизации с использованием указанных методов может быть обеспечена погрешность воспроизведения шкалы времени СРНС не более 30 нс.



Рис. 2. Определение расхождения шкал времени аппаратуры МРК-33 и СРНС



Рис. 3. Определение расхождения шкал времени аппаратуры МРК-33 и СРНС





Рис. 4. Определение расхождения шкал времени аппаратуры МРК-33 и СРНС

Результаты экспериментального исследования способов частотно-временной синхронизации с использованием НАП с водородным ЭВЧ представлены на рис. 2–4. На рис. 2 приведены результаты определения расхождения шкал времени аппаратуры МРК-33 и СРНС, полученные на интервале измерения  $10^4$  секунд: а) исходные наблюдения – результаты  $\Delta \tau_k$  решения НВЗ на интервалах 1с; б) результаты коррекции расхождения ШВ с использованием оценок параметров линейной модели; в) флуктуационная составляющая погрешности определения расхождения ШВ. На рис. 3, 4 приведены аналогичные зависимости, полученные на интервалах измерения 500 с в начале и конце указанного интервала наблюдения  $10^4$  секунд. Графики на рис. 3, *в*, 4, *в* определяют оценку коррелированной компоненты погрешности синхронизации, полученной путем дополнительной фильтрации результатов обработки наблюдений.

Результаты экспериментальных исследований подтверждают вывод об эффективности использования коррекции ионосферной и тропосферной погрешностей частотновременной синхронизации и свидетельствуют о возможности воспроизведения шкалы времени СРНС каждым комплектом НАП с погрешностью не более 10 нс (с коррекцией ШВ НАП). При этом достижимая точность определения относительного расхождения шкал времени пространственно разнесенных комплектов НАП составляет не более 5 нс.

#### Список литературы

1. Алешечкин А. М., Бондаренко В. Н., Кокорин В. И. Основные направления разработки радионавигационной аппаратуры в КГТУ // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. – 2007. – № 1.

## ПРИМЕНЕНИЕ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ В РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЕ

Д. С. Елисеев, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: eliseev\_d\_89@mail.ru

Статья содержит обзор методов совместного использования аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем и инерциальных радионавигационных систем. Рассмотрены методы интеграции аппаратуры инерциальных и спутниковых радионавигационных систем, указаны их преимущества и недостатки.

Одним из перспективных направлений развития навигационных комплексов является создание интегрированных инерциально-спутниковых навигационных систем (ИСНС), в которых совместно обрабатываются сигналы инерциальной навигационной системы (ИНС) и навигационной аппаратуры потребителей (НАП) спутниковых навигационных систем (СНС). Основной целью интеграции ИНС и НАП СНС является объединение измерителей в единый комплекс, обладающий более высокими характеристиками точности, помехоустойчивости, непрерывности и надежности по сравнению с отдельными измерителями [1].

При совместной обработке сигналов ИНС и НАП СНС в ИСНС сохраняются достоинства каждой из подсистем, и в значительной степени снижается влияние их недостатков. Преимуществами интегрированной ИСНС по сравнению с автономными измерителями являются [1]:

- повышение надежности;
- снижение стоимости за счет снижения требований к инерциальным датчикам;
- более высокая степень резервирования;

высокая точность определения координат, составляющих вектора скорости, углов ориентации и угловой скорости;

- обеспечение непрерывности высокоточных навигационных определений;
- высокий темп выдачи данных.

Источниками первичной информации ИНС являются инерциальные чувствительные элементы – акселерометры и гироскопы. В табл. 1 приведена классификация инерциальных датчиков в зависимости от сферы применения, эксплуатационных характеристик и стоимости [2].

Работы по объединению СНС и ИНС в рамках одной комплексной навигационной системы ведутся уже давно, и в настоящее время сложилось представление о возможности комплексирования этих систем в четырех основных вариантах [1, 3]:

раздельная схема;

- слабосвязанная схема;
- жесткосвязанная схема;
- глубоко интегрированная схема.

Таблица 1

| Класс датчиков  | Набег угловой    | Стоимость       | Назначение                                |  |
|-----------------|------------------|-----------------|---|--|
|                 | ошибки гироскопа |                 |   |  |
| Потребительские | >200 град/ч      | \$50 - 1000     | Устройства ввода для компьютерных игр,    |  |
|                 |                  |                 | мобильные телефоны, бытовая техника       |  |
| Автомобильные   | 10 – 200 град/ч  | \$5000 - 10000  | Транспорт, подъемное оборудование, систе- |  |
|                 |                  |                 | мы стабилизации положения                 |  |
| Тактические     | 0.1 – 10 град/ч  | \$10000 - 50000 | Системы наведения оружия                  |  |
| Навигационные   | < 0.1 град/ч     | > \$100000      | Космическая промышленность, военная и     |  |
|                 |                  |                 | гражданская авиация                       |  |

Классификация инерциальных датчиков

Первый вариант – раздельная схема (рис. 1) – это наиболее простой вариант совместного использования ИНС и ГЛОНАСС/GPS [1]. Обе системы работают независимо друг от друга, но поскольку ошибки ИНС возрастают со временем, то периодически необходимо проводить коррекцию ИНС по данным СНС. Коррекция заключается в периодическом перезапуске алгоритма ИНС с новыми начальными условиями по координатам и скорости, данные о которых поступают от спутникового приемника. Такая архитектура обеспечивает независимость систем и информационную избыточность общей структуры.



Рис. 1. Раздельная схема комплексирования ГЛОНАСС/GPS-приёмника и ИНС

Второй по глубине связи ИНС и СНС является слабосвязанная система [1, 3]. Здесь ИНС и СНС по-прежнему вырабатывают независимые решения, однако появляется связующий блок, в котором интегральный фильтр Калмана на основании данных приемника ГЛОНАСС/GPS формирует оценку вектора состояния и производит коррекцию данных, полученных от ИНС (рис. 2). Интегральный фильтр Калмана также вычисляет оценки ошибок ИНС, а иногда и оценки ошибок ее чувствительных элементов. Последний факт отражен обратной связью фильтра с блоком компенсации инструментальных погрешностей.

Третий вариант интеграции систем — жесткосвязанная схема (рис. 3) [1, 3]. В таких системах роль ИНС сводится лишь к измерению первичных параметров поступательного и вращательного движений, например, проекций кажущегося ускорения и абсолютной угловой скорости вращения объекта. В схемах такого типа ИНС представляют собой блоки инерциальных измерителей (акселерометры и гироскопы). Отличием данной структуры организации комплекса является отсутствие в составе приемника фильтра Калмана. В жесткосвязанной схеме и ИНС, и приемник обеспечивают ряд измерений для общего вычислительного блока, в котором реализован единый интегральный фильтр Калмана. Однако это приводит к потере избыточности системы, так как становится доступным лишь одно совместное решение.



Рис. 2. Слабосвязанная схема комплексирования ГЛОНАСС/GPS-приёмника и ИНС



Рис. 3. Жесткосвязанная схема комплексирования ГЛОНАСС/GPS-приёмника и ИНС

Глубоко интегрированные системы являются еще более сложными и менее гибкими с точки зрения организации их структуры, имеют жесткую организацию связей и единый выход (рис. 4) [1, 3]. Все оценки производятся в интегральном фильтре Калмана, а НАП СНС ГЛОНАСС/GPS еще более упрощается.

В этой схеме приемник сигналов СНС состоит только из ВЧ-канала приема. В фильтре Калмана вычисляются ошибки ИНС и оценки псевдодальностей и псевдоскоростей, которые передаются в приемник для улучшения характеристик захвата сигнала. Таким образом, традиционные контуры слежения за кодом и доплеровской частотой сдвига несущей оказываются включенными в общий интегральный фильтр комплексной системы. В настоящее время глубоко интегрированные системы серийно промышленностью не выпускаются [3].



Рис. 4. Глубоко интегрированная схема комплексирования ГЛОНАСС/GPS-приёмника и ИНС

В табл. 2 приведены сравнительные характеристики комплексных навигационных систем разной архитектуры.

Таблица 2

| Тип системы             | Основные особенности   |  |  |
|-------------------------|--|--|--|
| Раздельная              | Избыточность, ограниченность ошибок оценок местоположения и скорости,      |  |  |
|                         | наличие информации об ориентации и угловой скорости, высокая скорость вы-  |  |  |
|                         | дачи информации, минимальные изменения в бортовой аппаратуре               |  |  |
| Слабосвязанная          | Присутствуют все перечисленные качества раздельных систем. Обеспечивают    |  |  |
|                         | более быстрое восстановление слежения за кодом и фазой сигналов СНС, вы-   |  |  |
|                         | ставку и калибровку БИНС в полете, и, как следствие, повышенную точность в |  |  |
|                         | отсутствие СНС-сигнала   |  |  |
| Жесткосвязанная         | Дополнительное улучшение точности и калибровки, повышенная устойчи-        |  |  |
|                         | вость слежения за СНС-сигналами при динамических маневрах, повышенная      |  |  |
|                         | помехозащищенность.  |  |  |
|                         | Необходимость разработки специальной аппаратуры потребителя; использова-   |  |  |
|                         | ние сложных уравнений измерения; ухудшение надежности, так как отказ       |  |  |
|                         | БИНС приводит к отказу системы в целом                                     |  |  |
| Глубоко интегрированная | Отсутствие проблемы «каскадного» включения фильтров, компактность; по-     |  |  |
|                         | ниженные требования по энергообеспечению; обеспечение характеристик точ-   |  |  |
|                         | ности и помехоустойчивости, близких к потенциальным.                       |  |  |
|                         | Недостатки: вектор состояния содержит до 40 компонент и фильтр трудно реа- |  |  |
|                         | лизуем; необходимость разработки специальных датчиков                      |  |  |

Основные характеристики комплексных навигационных систем

В настоящее время авторами проводятся исследования алгоритмов комплексирования ИНС и НАП СРНС с использованием вычислительных средств системы программирования MatLab R2008b. В частности, осуществляется разработка математической модели результатов измерений ИНС и НАП СРНС, а также анализ и моделирование фильтра Калмана для совместной обработки результатов измерений ИНС и НАП по слабосвязанной схеме.

#### Список литературы

1. Харисов, В.Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника. – 2010. – 800 с.

2. Gautier, J. D. GPS/INS generalized evaluation tool for the design and testing of Integrated Navigation Systems / Ph.D. Thesis. – Stanford University. – June 2003.

3. Алёшин, Б.С. Ориентация и навигация подвижных объектов: современные информационные технологии / под ред. Б. С. Алёшина, К. К. Веремеенко, А. И. Черноморского. – М.: ФИЗМАТЛИТ. – 2006. – 424 с.

## АЛГОРИТМЫ ЦЕНТРАЛИЗОВАННОЙ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

## <sup>1</sup>Н. П. Богомолов, <sup>2</sup>И. Н. Корж, <sup>3</sup>В. Г. Сидоров

<sup>1</sup>Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 <sup>2</sup>НПО ПМ <sup>3</sup>Сибирский аэрокосмический университет

Исследованы алгоритмы вторичной обработки информации в многопозиционной радиолокационной системе, основанные на калмановской фильтрации оценок вектора состояния, рассчитанных в центре обработки информации. Приведены результаты имитационного моделирования первичной и вторичной обработок при различных значениях отношения сигнал/шум и величине дисперсий элементов матрицы дискретного маневра цели.

Непрерывное повышение требований к качеству радиолокационной информации повышение их помехозащищенности, живучести требует от специалистов искать новые пути развития радиолокационных систем. Одним из перспективных путей в настоящее время является применение многопозиционной радиолокационной системы, в которой приемные и передающие пункты разнесены в пространстве [1–3]. Качество радиолокационной информации достигается за счет совместной обработки радиолокационной информации поступающей по линиям связи из приемных позиций в центр обработки информации.

Благодаря высокому уровню интеграции и информационному обеспечению эффективность каждой радиолокационной станции в составе МПРЛС существенно возрастает, а система в целом позволяет обеспечить возможность мобильного, интенсивного и высокоточного сопровождения объектов в широком диапазоне пространственных и скоростных координат объектов[3].

Основы теории многопозиционной радиолокации и методов обработки радиолокационной информации заложены в трудах таких отечественных ученых как Ширман Я.Д., Манжос В.Н., Черняк В.С., Аверьянов В.Я., Кондратьев, Алмазов В.Б., Кузьмин С.З. и зарубежных: Студер Ф.А., Фарина А., и др. учеными.

Большое количество работ отечественных и зарубежных специалистов за последние 20–25 лет посвящены алгоритмам вторичной обработки радиолокационной информации, позволяющих повысить точность оценивания координат сопровождаемых объектов. Одним из алгоритмов вторичной обработки является линейный рекуррентный алгоритм фильтрации Калмана [1, 2].

В МПРЛС повышение точности оценивания координат объектов можно осуществлять за счет увеличения количества радиолокационных станций, входящих в систему совместной обработки.

Для решения задачи фильтрации важное значение имеет выбор модели движения цели и модели измерения. При вторичной обработке радиолокационной информации с учетом дискретности процесса измерения координат цели модель траектории движения цели может быть задана системой линейных разностных уравнений, которая в векторнойматричной форме записывается в виде [1, 2]:

$$\alpha_k = B_{k-1}\alpha_{k-1} + \mu_k \,, \tag{1}$$

где  $\alpha_k = (x_k, y_k, z_k, v_{xk}, v_{yk}, v_{zk})^T - n$ -мерный вектор состояния в момент времени  $t_k$ ;  $B_{k-1}$  – известная  $(n \times n)$  динамическая матрица пересчета

$$B_{k-1} = \begin{pmatrix} I_3 & T \cdot I_3 \\ O_3 & I_3 \end{pmatrix}, \tag{2}$$

где  $I_3, O_3$  - единичная и нулевая матрицы третьего порядка;  $\mu_k$  – гауссовский случайный вектор с нулевым средним и корреляционной матрицей

$$\overline{\mu_k \mu_n^T} = \delta_{kn} Q_k \,, \tag{3}$$

где  $\delta_{kn}$  – символ Кронекера; T – период обзора РЛС (предполагается, что период обзора постоянен).

Матрицу  $Q_k$  принято называть матрицей дискретного маневра. В простейшем случае, т.е. на участке равномерного прямолинейного движения, эта матрица принимается диагональной, не зависящий от времени (от k). При маневрировании цели, матрица Q заменяется на  $Q_k$ , характеризующие случайные ускорения.

В качестве модели косвенных измерения может быть выбрана модель, представленная в следующем виде

$$\lambda_k = h_k [\alpha_k] + \delta_k, \qquad (4)$$

где  $\lambda_k$  – m-мерный вектор наблюдаемых параметров;  $h_k[\alpha_k]$  – m-мерная нелинейная функция, связывающая вектор состояния  $\alpha_k$  с вектором наблюдаемых параметров;  $\delta_k$  – m-мерный вектор ошибок измерений, элементы которого являются белым шумом с нулевым средним значением и ковариационной матрицы  $C_{\lambda k}^{-1} = M[\delta_k \delta_k^T]$ . Модель (4) является нелинейной. Если, для определения составляющих вектора состояния аэродинамической цели используются координаты вектора наблюдаемых параметров

$$\lambda_{k} = \left(r_{\Sigma_{k}}, \beta_{k}, \varepsilon_{k}\right)^{T} , \qquad (5)$$

При моделировании в работе выбрана прямоугольная система координат, представленная на рис. 1. Центр системы координат совмещен с передающим пунктом, где также находится и первый приемный пункт. Второй приемный пункт смещен относительно передающего на величину  $\mathbf{F} = 10$  км по оси Y.

Модель косвенного измерения координат аэродинамической цели (7) является нелинейной. В настоящее время общая теория оптимальных методов статистической обработки информации в нелинейных задачах разработана достаточно хорошо, однако практическое применение результатов этой теории сопряжено с большими трудностями. В связи с этим, часто отдают предпочтение построению субоптимальных фильтров, рационально сочетая их необходимую эффективность функционирования и допустимую сложность применительно к решению практических задач.



Рис. 1. Система координат

В качестве приближенных рекуррентных алгоритмов нелинейного оценивания часто применяются различные модификации линейных рекуррентных алгоритмов. Фильтры Калмана в классе линейных рекуррентных алгоритмов обеспечивают оценивание вектора состояния динамического объекта с минимальной СКО.

В основе построения алгоритмов фильтра Калмана используются концепции предсказания координат цели и коррекции этих координат на основе ранее полученных данных. При использовании линеаризованных фильтров Калмана качество оценки вектора состояния во многом зависит от близости оценки и истинного значения вектора состояния. Поэтому, целесообразнее  $h_k[\alpha_k]$  проводить относительно оценки, полученной к моменту поступления очередного измерения. Уравнения (1–2) и (4) записаны в стандартной форме для калмановской теории фильтрации. Алгоритмы дискретного фильтра Калмана могут быть представлены в следующем виде:

1. Алгоритм оценивания вектора состояния

$$\hat{\alpha}_{k} = \hat{\alpha}_{k/k-1} + K_{k} \left\{ \hat{\lambda}_{k} - h_{k} [\hat{\alpha}_{k/k-1}] \right\}.$$
(6)

2. Расчет прогнозированной оценки вектора состояния

$$\hat{\alpha}_{k/k-1} = B_{k-1} \hat{\alpha}_{k-1} . \tag{7}$$

3. Вычисление матричного коэффициента усиления

$$K_k = C_k^{-1} H_k^T C_{\lambda k} \,. \tag{8}$$

4. Алгоритм вычисления апостериорной матрицы ошибок измерений

$$C_{k}^{-1} = \left(C_{k/k-1} + H_{k}^{T}C_{\lambda k}H_{k}\right)^{-1}.$$
(9)

5. Формирование априорной матрицы ошибок измерений

$$C_{k/k-1}^{-1} = B_{k-1}C_{k-1}^{-1}B_{k-1}^{T} + Q_{k-1}, \qquad (10)$$

α<sub>k/k-1</sub> – прогнозированная оценка вектора состояния.

По результатам моделирования было проведен анализ эффективности функционирования вторичной обработки информации. На рис. 2 приведены зависимости СКО измерения координаты х от номера шага фильтрации к. Кривая 1 соответствует первичной обработки информации для однопозиционной РЛС, кривая 2 – двухпозиционной РЛС, кривая 3 – при вторичной обработки информации.



Рис. 2. Зависимость СКО от номера шага фильтрации к; кривая 1 – значение СКО от одного пункта; кривая 2 – объединение от двух пунктов; 3 – после фильтрации

Из анализа приведенных кривых следует, что применение калмановской фильтрации позволяет уменьшить СКО измерений в 2–3 раза по сравнению с первичной обработкой в двухпозиционной РЛС,

Анализ результатов моделирования влияния дисперсий матрицы дискретного маневра на эффективность процесса фильтрации приведен на рис. 3. Увеличение величины дисперсии матрицы дискретного маневра *Q* приводит к увеличению СКО измерений.



Рис. 3. Зависимость СКО от номера шага фильтрации к; кривая 1 – значение СКО при Q1; кривая 2 – значение СКО при Q2; 3 – значение СКО при Q3;  $Q_1 < Q_2 < Q_3$ 

Увеличение величины дисперсии матрицы дискретного маневра *Q* соответствует расширению полосы пропускания фильтров Калмана. Вследствие этого увеличивается матричный коэффициент усиления фильтра Калмана и в алгоритмах фильтрации текущие

измерения принимается с большим весом, что сопровождается увеличением ошибок оценивания при равномерном прямолинейном движении.

При уменьшении отношения сигнал/шум значение СКО будет увеличиваться, а при достижении q определенного уровня произойдет срыв сопровождения. Было определено минимальное значение сигнал/шум, при котором происходит срыв сопровождения, равное 4.

#### Список литературы

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория: справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / под ред Я. Д. Ширман. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.: ил.

2. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация / В. С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.

3. Корляков В. Радиолокация на современном этапе // Воздушно-космическая оборона. – 2006. – № 6. – С. 26–33.

## ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ТРАКТА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

Т. В. Краснов, В. Н. Бондаренко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: KrasnovTV@yandex.ru

Приведены результаты исследования влияния нелинейности тракта на помехоустойчивость корреляционного приемника с автокомпенсатором структурной помехи, применительно к шумоподобным сигналам с минимальной частотной манипуляцией. В условиях приема слабого сигнала на фоне мощного мешающего сигнала проигрыш в помехоустойчивости из-за включения в приемный тракт АЦП с ограниченным динамическим диапазоном может достигать 19 дБ.

В широкополосных радионавигационных системах (PHC) с кодовым разделением сигналов уровень внутрисистемных помех определяется корреляционными свойствами используемых шумоподобных сигналов (ШПС). Для средневолновых широкополосных РНС большой дальности действия превышение мешающего сигнала над полезным может достигать 80 дБ. В этих условиях для обеспечения нормального функционирования приемной аппаратуры при заданных показателях точности требуется дополнительное подавление мощных внутрисистемных помех [1].

В настоящей статье исследуется влияние нелинейности приемного тракта, обусловленной включением АЦП с ограниченным динамическим диапазоном, на помехоустойчивость корреляционного приемника с автокомпенсатором структурной помехи применительно к шумоподобным сигналам с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ). Шумоподобные сигналы с МЧМ в силу высокой спектральной эффективности являются весьма перспективным классом сигналов для средневолновых и длинноволновых широкополосных РНС.

В работе используется представление МЧМ-ШПС в виде сигнала с квадратурной фазовой манипуляцией со сдвигом:

$$s(t) = AD(t) \lfloor I(t)\cos(2pf_0t) - Q(t)\sin(2pf_0t) \rfloor,$$

$$I(t) = \cos\Theta(t), \ Q(t) = \sin\Theta(t), \ \Theta(t) = \frac{p}{2T} \int_0^t a(t')dt',$$
(1)

где A – амплитуда;  $f_0$  – несущая (центральная) частота (начальная фаза равна нулю);  $\Theta(t)$  – функция, определяющая закон угловой модуляции; I(t) и Q(t) – квадратурные

компоненты нормированной комплексной огибающей; a(t) – двоичный модулирующий сигнал, соответствующий кодовой псевдослучайной последовательности (ПСП)  $a_0, a_1, \ldots, a_{N-1}$  с элементами  $a_k \in \{-1, +1\}$ ; N – длина кодовой ПСП, определяющая период  $T_N = NT$  повторения ШПС, T – длительность элемента ШПС, D(t) – функция, определяющая закон цифровой модуляции. Мешающий сигнал представляет собой структурную помеху (СП), отличающуюся от полезного сигнала амплитудой A, временем запаздывания, начальной фазой, доплеровским сдвигом несущего колебания, а также модулирующими функциями  $\Theta(t)$  и D(t).

Структурная схема цифрового корреляционного приемника с автокомпенсатором помехи (АКП) приведена на рис. 1. Входной сигнал y(t) представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала s(t), структурной помехи  $s_{\Pi}(t)$  и аддитивного белого гауссовского шума  $\xi(t)$ :

$$y(t) = s(t) + s_{\Pi}(t) + \xi(t).$$



Рис. 1. Структурная схема цифрового корреляционного приемника с АКП

Блок оценки помехи формирует копию мешающего сигнала  $\pounds_{\Pi}(t)$  (структурной помехи), которая подается на вычитатель АКП. Смесь полезного сигнала, остатка подавленной СП и шума с выхода АКП поступает на корреляционный приемник с квадратурными каналами. Выходная величина (модуль корреляции) формируется в соответствии с алгоритмом

$$Z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2} ,$$
  

$$z_1 = \int_0^{T_N} \left[ y(t) - \pounds_{\Pi}(t) \right] s_0(t) dt ,$$
  

$$z_2 = \int_0^{T_N} \left[ y(t) - \pounds_{\Pi}(t) \right] s_{\perp}(t) dt ,$$

где  $z_1$  и  $z_2$  – квадратурные корреляции наблюдаемой реализации и опорных сигналов  $s_0(t)$  и  $s_{\perp}(t)$ , являющихся квадратурными копиями полезного сигнала s(t).

Структурная схема АКП приведена на рис. 2.



Рис. 2. Структурная схема автокомпенсатора структурной помехи

Входной сигнал поступает на входы вычитателя и блока оценки помехи, содержащего блоки кодовой и фазовой синхронизации, оценки амплитуды и квадратурный модулятор. Блок кодовой синхронизации содержит устройство поиска и систему слежения за задержкой (ССЗ), которая формирует квадратурные видеочастотные компоненты  $f_{\Pi} = f_{\Pi}(t)$ и  $g_{\Pi} = g_{\Pi}(t)$  структурной помехи. Указанные компоненты поступают на опорные входы фазового дискриминатора, а также на входы квадратурного модулятора.

Блок фазовой синхронизации формирует квадратурные составляющие  $\cos \Phi_{\Pi}$  и  $\sin \Phi_{\Pi}$  несущей частоты СП, где  $\Phi_{\Pi} = \Phi_{\Pi}(t)$  – оценка полной фазы несущего колебания. Квадратурные составляющие несущей частоты СП поступают на опорные входы временного дискриминатора ССЗ, а также на входы квадратурного модулятора.

Блок оценки амплитуды формирует оценку комплексной амплитуды  $\mathcal{B}_{\Pi} \mathcal{A}_{\Pi}$  с учетом текущего информационного символа, которая используется в квадратурном модуляторе для формирования копии структурной помехи. При превышении оценкой  $\mathcal{A}_{\Pi}$  заданного порогового уровня блок оценки амплитуды формирует управляющий сигнал на включение вычитателя в тракт приема полезного сигнала.

Квадратурный модулятор формирует квадратурные составляющие копии структурной помехи путем перемножения опорных видеочастотных сигналов  $f_{\Pi} = f_{\Pi}(t)$  и  $\oint_{\Pi} = \oint_{\Pi}(t)$  с опорными квадратурными сигналами  $\cos \Phi_{\Pi}$  и  $\sin \Phi_{\Pi}$  соответственно. Копия структурной помехи  $f_{\Pi} = f_{\Pi}(t)$  формируется путем перемножения сигнала единичной амплитуды, полученного объединением квадратурных компонент в соответствии с (1), и оценки  $\oint_{\Pi} f_{\Pi}$ , сформированной блоком оценки амплитуды.

На рис. 3 представлены результаты моделирования корреляционного приемника с автокомпенсатором с АЦП на входе: временные зависимости отношения "сигнал/СП"

$$q(t_k) = \frac{Z_{ck} - Z_{\pi k}}{Z_{\pi k}}, \ t_k = kT_N$$

где  $Z_{ck}$  и  $Z_{nk}$  – сигнальная и помеховая составляющие модуля корреляции на *k*-м шаге (интервал дискретизации равен периоду ШПС  $T_N$ ) на выходе корреляционного приемника

в отсутствие АЦП и при его наличии (кривые 1 и 2). Соответствующий переходному процессу интервал около 4 с на рисунке не показан. Приведенные зависимости соответствуют условиям: АЦП – разрядностью 14 бит (13 бит для представления модуля величины, 1 бит для указания арифметического знака величины); отношение "СП/сигнал" на входе  $\gamma = 40$ , 60 и 80 дБ; кодовые ПСП представляют собой циклические сдвиги на m = 4100 элементов общей *М*-последовательности длины  $N = 2^{14} - 1 = 16383$  с периодом повторения  $T_N = 40$  мс. Цифровая модуляция ШПС осуществлялась меандровым сообщением.



Рис. 3. Временные зависимости отношения "сигнал/СП" на выходе приемника

Как видно из рисунка, при отношениях "СП/сигнал"  $\gamma = 40$  и 60 дБ проигрыш в помехоустойчивости за счет включения АЦП составляет менее 1 дБ. При отношении "СП/сигнал"  $\gamma = 80$  дБ проигрыш составляет порядка 19 дБ, что объясняется ограничением входного сигнала.

Представленные результаты позволяют сделать следующие выводы:

 – включение в тракт приема АЦП с ограниченным динамическим диапазоном приводит к значительным потерям в помехоустойчивости приема слабого сигнала на фоне мощной СП (проигрыш до 19 дБ).

– при 14-разрядном АЦП шумом квантования можно пренебречь.

– реальная помехоустойчивость (с учетом аппаратурной погрешности из-за ограниченного динамического диапазона АЦП) составит не менее 80 дБ (предельно допустимое значение отношения "СП/сигнал"), что соответствует условиям приема слабого сигнала наиболее удаленной опорной станции (ОС) (дальность 600 км) на фоне мощного мешающего сигнала близко расположенной ОС (дальность 2 км) при одинаковой мощности передатчиков ОС.

Список литературы

1. Галеев, Р. Г. Эффективность подавления структурных помех в широкополосной радионавигационной системе // Р. Г. Галеев, Т. В. Краснов // Журнал СФУ. Техника и технологии. – 2011. – Т. 4. – № 1. – С. 58–67.

## СОВМЕСТНАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СПЕКТРАЛЬНЫХ ЛИНИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА ГАММА-ИЗЛУЧЕНИЯ<sup>1</sup>

#### С. Е. Радченко

Новосибирский государственный технический университет 630092, Новосибирск, проспект К.Маркса, 20 E-mail: r1505@mail.ru

Приведены основные этапы разработки совместной оценки интенсивности и ширины спектральных линий энергетического спектра с применением полных достаточных статистик, а также результаты проверки полученных оценок методом численного моделирования. Данные оценки предназначены для применения в задачах обнаружения азотосодержащих веществ по энергетическим спектрам вторичного гамма-излучения.

#### Введение

Одной из актуальных задач современной техники является элементный анализ состава исследуемых объектов по их спектрам. В подавляющем большинстве случаев необходимо выявить наличие либо отсутствие конкретных веществ в составе объекта, что достигается путем статистической обработки получаемых масс- или энергетических спектров исследуемой пробы. Однако в ряде задач, помимо выполнения порогового обнаружения, требуется получение дополнительной информации об объекте. Например, при проведении экспериментов по выявлению азотосодержащих объектов представляют интерес значения интенсивности и ширины спектральных линий азота, которые несут информацию о концентрации азота в исследуемом объекте.

К настоящему времени в ИЯФ СО РАН им. Г.И. Будкера разработана и изготовлена экспериментальная установка, позволяющая проводить эксперименты по резонансному

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках аналитической ведомственной программы «Развитие научного потенциала высшей школы» (2009–2011 годы).

поглощению гамма-квантов ядрами атомов азота [1]. Исследуемое вещество подвергается воздействию гамма-излучения с широким энергетическим спектром. Пример получаемых спектров приведен на рис. 1. Требуется оценить интенсивность и ширину спектральных линий, подверженных резонансному поглощению атомами азота. Отсчеты вторичного спектра в силу особенностей работы детекторов и фотоэлектрических умножителей, используемых для регистрации, носят статистический характер. Поэтому задача разработки алгоритмов статистической оценки интенсивности и ширины спектральных линий энергетического спектра вторичного гамма-излучения является актуальной.



Рис. 1. Энергетический спектр вторичного гамма-излучения

В настоящей работе предлагается подход к получению оценок на основе использования свойств полных достаточных статистик.

# Оценка параметров спектральных линий с применением полных достаточных статистик

Чувствительным элементом экспериментальной системы является сцинтилляционный детектор. Для преобразования сцинтилляционных вспышек в электрические величины используется фотоэлектронный умножитель [2]. Это обстоятельство позволяет считать получаемые отсчеты энергетического спектра случайными пуассоновскими величинами.

Форму отдельной спектральной линии можно аппроксимировать гауссовой кривой со средним значением, соответствующим положению спектральной линии на энергетической шкале, и параметром  $\sigma^2$ , определяющим ширину спектральной линии.

Рассматривая исследуемую спектральную линию, получим выборку  $\mathbf{x} = (x_{n_1}, ..., x_{n_2})$ , состоящую из *n* элементов, взятых в точках  $t_i$  на оси энергий гамма-квантов,  $i = n_1, ..., n_2$   $(n_2 - n_1 = n)$ . Отсчеты  $x_i$  отстоят друг от друга по оси энергий на значение  $\tau$ , определяемое величиной младшего разряда АЦП, применяемого в системе:  $t_i = i \cdot \tau$ . Смещение линии относительно начала координат выражается параметром  $t_0$ .

В соответствии с приведенными соображениями интенсивность одного отсчета определяется выражением:

$$\lambda_i = \frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot e^{-\frac{(t_i - t_0)^2}{2\sigma^2}},\tag{1}$$

где параметр S определяет площадь спектральной линии, поскольку ограничиваемая гауссовой кривой площадь равна 1. Плотность распределения вероятностей одного *i*-го отсчета описывается законом Пуассона:

$$p(x_{i}) = \frac{1}{x_{i}!} \cdot \left(\frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot e^{-\frac{(t_{i}-t_{0})^{2}}{2\sigma^{2}}}\right)^{x_{i}} \cdot e^{-\frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot e^{-\frac{(t_{i}-t_{0})^{2}}{2\sigma^{2}}}} = \frac{1}{x_{i}!} \cdot \left(\frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}}\right)^{x_{i}} \cdot e^{-\frac{(t_{i}-t_{0})^{2} \cdot x_{i}}{2\sigma^{2}}} \cdot e^{-\frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot e^{-\frac{(t_{i}-t_{0})^{2}}{2\sigma^{2}}}}.$$
 (2)

Отсчеты в пределах выборки статистически независимы, поэтому совместная плотность распределения вероятности выборки будет равна произведению плотностей (2) распределения отдельных ее компонентов:

$$p(\mathbf{x}) = \frac{1}{\prod_{i=n_{1}}^{n_{2}} x_{i}!} \cdot \left(\frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}}\right)^{\sum_{i=n_{1}}^{n_{2}} x_{i}} \cdot e^{\sum_{i=n_{1}}^{n_{2}} -\frac{(t_{i}-t_{0})^{2} \cdot x_{i}}{2\sigma^{2}}} \cdot e^{-\sum_{i=n_{1}}^{n_{2}} \frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot e^{\frac{(t_{i}-t_{0})^{2}}{2\sigma^{2}}}}.$$
(3)

Приведем данное выражение к виду, удобному для синтеза оценки. Для этого представим плотность распределения вероятностей (3) в виде произведения экспонент:

$$p(\mathbf{x}) = \exp\left[\log\frac{1}{\prod_{i=n_{1}}^{n_{2}}x_{i}!} + \sum_{i=n_{1}}^{n_{2}}x_{i}\cdot\log\left(\frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}}\right) - \frac{1}{2\sigma^{2}}\sum_{i=n_{1}}^{n_{2}}(t_{i}-t_{0})^{2}\cdot x_{i} - \frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}}\sum_{i=n_{1}}^{n_{2}}\cdot e^{-\frac{(t_{i}-t_{0})^{2}}{2\sigma^{2}}}\right].$$
 (4)

Данное распределение можно представить в виде:

$$p(\mathbf{x}) = C(\mathbf{t}) \cdot \exp\left(\sum_{k} Q_{k}(t_{i}) \cdot T_{k}(x_{i})\right) \cdot h(\mathbf{x}), \qquad (5)$$

где 
$$C(\mathbf{t}) = \exp\left(-\frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}}\sum_{i=n_1}^{n_2} \cdot e^{-\frac{(t_i-t_0)^2}{2\sigma^2}}\right), \ h(\mathbf{x}) = \frac{1}{\prod_{i=n_1}^{n_2} x_i!}, \ k = 1, 2, \ T_1 = \sum_{i=n_1}^{n_2} x_i, \ T_2 = \sum_{i=n_1}^{n_2} (t_i - t_0)^2 \cdot x_i.$$

Согласно критерию факторизации [3] статистик  $T_1$  и  $T_2$ , семейство распределений (5) обладает достаточными статистиками  $T_1$  и  $T_2$  и, согласно теореме о полноте распределений [3], является полным, так как множество значений векторного параметра t содержит *n*-мерный интервал. Таким образом, распределение обладает достаточными статистиками  $T_1$  и  $T_2$ .

Используя теорему Лемана-Шеффе и результаты работы [4], получим оценки параметров выборки с использованием моментов полных достаточных статистик. Для этого необходимо представить оцениваемые параметры в виде линейных комбинаций моментов достаточных статистик.

Найдем математические ожидания статистик  $T_1$  и  $T_2$ .

Статистика Т<sub>1</sub> представляет собой сумму случайных пуассоновских величин x<sub>i</sub> с ин-

тенсивностью 
$$\lambda_i = \frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot e^{-\frac{(t_i - t_0)^2}{2\sigma^2}}$$
. Следовательно [5],

$$M(T_1) = \sum_{i=n_1}^{n_2} \lambda_i = \sum_{i=n_1}^{n_2} \frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot e^{-\frac{(t_i - t_0)^2}{2\sigma^2}}.$$
 (6)

При большом количестве отсчетов в пределах рассматриваемой спектральной линии (n >> 1), а также достаточно малом промежутке между соседними отсчетами ( $\tau \to 0$ ) суммирование можно заменить интегрированием:

$$M(T_1) \approx \frac{1}{\tau} \int_{t_{\eta}}^{t_{\eta_2}} \frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot e^{-\frac{(t_i - t_0)^2}{2\sigma^2}} dt_i \approx \frac{S}{\tau}.$$
 (7)

В итоге интенсивность спектральной линии может быть выражена следующим образом:

$$S \approx M(T_1) \cdot \tau \,. \tag{8}$$

Статистика  $T_2$  представляет собой сумму пуассоновских случайных величин, умноженных на весовые коэффициенты  $(t_i - t_0)^2$ . Распределение данной статистики также является пуассоновским, а математическое ожидание зависит от весовых коэффициентов и при n >> 1

$$M(T_{2}) = \sum_{i=n_{1}}^{n_{2}} (t_{i} - t_{0})^{2} \cdot \frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot e^{-\frac{(t_{i} - t_{0})^{2}}{2\sigma^{2}}} \approx \int_{t_{n_{1}}}^{t_{n_{2}}} (t_{i} - t_{0})^{2} \cdot \frac{S}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot e^{-\frac{(t_{i} - t_{0})^{2}}{2\sigma^{2}}} dt_{i} \approx \frac{S \cdot \sigma^{2}}{\tau}.$$
 (9)

Теперь можем выразить параметр, определяющий ширину спектральной линии:

$$\sigma^2 = \frac{M(T_2) \cdot \tau}{S} = \frac{M(T_2)}{M(T_1)}.$$
(10)

Из искомых параметров распределения отсчетов спектральной линии лишь параметр *S* линейно зависит от первого момента полной статистики  $T_1$ , поэтому эффективная *S* оценка этого параметра может быть определена с помощью теоремы Лемана-Шеффе и представлена в виде выражения (8), в котором  $M(T_1)$  следует заменить на  $T_1$ , в результате получим:

$$\widehat{S} = \sum_{i=n_1}^{n_2} x_i \cdot \tau \,. \tag{14}$$

Оценку  $\sigma^2$  параметра  $\sigma^2$  получим из выражения (10) заменив в нем математические ожидания значениями соответствующих полных достаточных статистик  $T_1$  и  $T_2$ :

Данная оценка не будет строго эффективной, однако она будет приближенно эффективной, так как получена на основе полных достаточных статистик (ее дисперсия будет минимальной в классе всех оценок, имеющих такое смещение, как и  $\overline{\sigma}^2$  [6]).

Для оценки эффективности полученных оценок проводилось численное моделирование на ЭВМ. Для каждого значения интенсивности пика в диапазоне от 0 до 1300 генерировались по 100 независимых выборок, по которым оценивались площадь исследуемой спектральной линии (параметр *S*) и ее ширина (параметр  $\sigma^2$ ).



Рис. 2. Зависимость оценки интенсивности спектральной линии от истинного значения интенсивности



Рис. 3. Зависимость оценки ширины спектральной линии от истинного значения ширины

На рис. 2 приведены результаты моделирования оценки параметра *S*. Видно, что разброс значений оценки (черная линия) не выходит за пределы трех среднеквадратических отклонений для 100 опытов (серые линии).

Аналогичным образом было проведено моделирование алгоритма оценки ширины спектральной линии (рис. 3). Как видно, значения полученных оценок также не выходят за допустимые пределы.

#### Выводы

На основе применения теоремы Лемана-Шеффе для оценок на основе полных достаточных статистик получены оценки интенсивности и ширины спектральных линий вторичного энергетического спектра гамма-излучения после прохождения через исследуемый объект. Моделирование алгоритмов оценивания показало их эффективность.

#### Список литературы

1. A.S. Kuznetsov, Yu.I. Belchenko, A.V. Burdakov, V.I. Davydenko, A.S. Donin, A.A. Ivanov, S.G. Konstantinov, A.S. Krivenko, A.M. Kudryavtsev, K.I. Mekler, A.L. Sanin, I.N. Sorokin, Yu.S. Sulyaev, S.Yu. Taskaev, V.V. Shirokov and Yu.I. Eidelman. The detection of nitrogen using nuclear resonance absorption of mono-energetic gamma rays // Nuclear Inst. and Methods in Physics Research. – A 606 (2009). – Pp. 238–242.

2. Вострецов А.Г., Бурдаков А.В., Радченко С.Е., Кузнецов А.С., Суляев Ю.С. Метод обнаружения поглощения гамма-квантов при прохождении их через азотосодержащее вещество. – Автометрия. – 2010. – № 3. – С. 22–29.

3. Леман Э. Проверка статистических гипотез. – М.: Наука, 1979. – 408 с.

4. Богданович В.А., Вострецов А.Г. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. – М.: Физматлит, 2004. – 320 с.

5. Кендалл М.Дж., Стьюарт А. Теория распределений. – М.: Наука, 1966. – 588 с.

6. Закс Ш. Теория статистических выводов. – М.: Мир, 1975. – 776 с.

7. Вострецов А.Г., Радченко С.Е. Методы и алгоритмы обнаружения азотосодержащих веществ // Материалы VIII международной конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП - 2010". В 7 т. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. – Т. 4. – С. 162–166.

## КВАЗИПРАВДОПОДОБНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ВРЕМЕНИ ПРИХОДА ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ СО СЛУЧАЙНОЙ СУБСТРУКТУРОЙ И НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ

## Х. Арикуат

Московский энергетический институт (технический университет) 111250, Москва, E-250, ул. Красноказарменная, д. 14 E-mail: hariqat@yahoo.com

На основе метода максимального правдоподобия выполнен синтез и анализ квазиоптимального алгоритма оценки времени прихода случайного радиоимпульса с огибающей произвольной формы и неточно известной длительностью, наблюдаемого на фоне белого шума. С помощью статистического моделирования на ЭВМ определена эффективность предложенного измерителя, а также установлены границы применимости асимптотически точных формул для его характеристик.

Задача оценки времени прихода импульсных сигналов имеет широкие приложения в связи, радио- и гидролокации, системах синхронизации и т. п. Такие сигналы не только наблюдаются на фоне случайных помех, но и сами часто являются случайными. Примерами случайного радиоимпульса могут служить отраженный локационный сигнал, радиосигнал, искаженный модулирующей помехой, сигналы в радио- и оптической астрономии [1, 2 и др.] и др. В работе [3] предложен способ аппаратурной реализации и исследована эффективность максимально-правдоподобного измерителя времени прихода случайного импульсного сигнала с огибающей произвольной формы при условии, что остальные параметры импульса априори известны. Однако в ряде практических задач длительность импульсного сигнала известна неточно. В этой связи представляет интерес найти выражение для решающей статистики и структуру измерителя времени прихода случайного импульса с неточно известной длительностью.

Пусть в течение интервала времени  $t \in [0, T]$  наблюдается реализация случайного процесса

$$\mathbf{x}(\mathbf{t}) = \mathbf{s}(\mathbf{t}, \lambda_0, \tau_0) + \mathbf{n}(\mathbf{t}), \tag{1}$$

где  $s(t, \lambda_0, \tau_0)$  – случайный импульсный сигнал с огибающей произвольной формы, математической моделью которого может служить мультипликативная комбинация вида [3 и др.]

$$s(t,\lambda_0,\tau_0) = \xi(t) f[\alpha(t-\lambda_0)] I\left(\frac{t-\lambda_0}{\tau_0}\right), \qquad I(x) = \begin{cases} 1, & |x| \le 1/2, \\ 0, & |x| > 1/2. \end{cases}$$
(2)

Здесь  $\lambda_0$  – время прихода,  $\tau_0$  – длительность, f(t) – функция, описывающая форму огибающей импульса,  $\alpha$  – масштабирующий множитель, имеющий размерность  $c^{-1}$ , а  $\xi(t)$  – реализация стационарного центрированного гауссовского случайного процесса, обладающего спектральной плотностью

$$G(\omega) = \frac{\pi D}{\Omega} \left\{ I\left(\frac{\vartheta - \omega}{\Omega}\right) + I\left(\frac{\vartheta + \omega}{\Omega}\right) \right\}.$$
 (3)

В (3) обозначено:  $\vartheta$  – центральная частота,  $\Omega$  – ширина полосы частот, а D – дисперсия процесса  $\xi(t)$ .

Будем полагать, что флуктуации  $\xi(t)$  являются "быстрыми", т.е. длительность импульса  $\tau_0$  и характерное время изменения  $\Delta t$  функции f(t) существенно превышают время корреляции процесса  $\xi(t)$ , так что выполняются условия

$$\tau_0 >> 2\pi/\Omega, \qquad \Delta t >> 2\pi/\Omega. \tag{4}$$

Помеху n(t) в (1) аппроксимируем гауссовским белым шумом с односторонней спектральной плотностью N<sub>0</sub>. По принимаемой реализации x(t) и имеющейся априорной информации необходимо оценить время прихода  $\lambda_0 \in [\Lambda_1, \Lambda_2]$  сигнала (2).

При синтезе алгоритма оценки воспользуемся методом максимального правдоподобия [4]. Согласно [3,5] при выполнении (3) логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП)  $L(\lambda, \tau)$  для наблюдаемой реализации (1) как функция неизвестных времени прихода и длительности сигнала (2) имеет вид:

$$L(\lambda,\tau) = \frac{q}{N_0} M(\lambda,\tau) - \frac{\Omega}{2\pi} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \ln\left[1 + qf^2(\alpha t)\right] dt, \quad M(\lambda,\tau) = \int_{\lambda-\tau/2}^{\lambda+\tau/2} \frac{f^2[\alpha(t-\lambda)]y^2(t)}{1 + qf^2[\alpha(t-\lambda)]} dt, \quad (5)$$

где y(t) =  $\int_{-\infty}^{\infty} x(t')h(t-t')dt'$  – выходной сигнал фильтра, передаточная функция H( $\omega$ ) которого удовлетворяет условию  $|H(\omega)|^2 = I[(9-\omega)/\Omega] + I[(9+\omega)/\Omega]$ ,  $q = D/E_N$ , а  $E_N = N_0\Omega/2\pi$  – средняя мощность шума n(t) в полосе частот процесса  $\xi(t)$ .

Тогда оценка максимального правдоподобия (ОМП)  $\lambda_m$  времени прихода импульса (2) с априори известной длительностью определяется как положение глобального макси-
мума функционала M( $\lambda, \tau_0$ ) (5) при  $\lambda \in [\Lambda_1, \Lambda_2]$ , т. е.  $\lambda_m = \underset{\lambda \in [\Lambda_1, \Lambda_2]}{\operatorname{arg sup}} M(\lambda)$  [3]. При неточно известной длительности импульса  $\tau_0$  вместо ОМП  $\lambda_m$  можно использовать квазиправдо-подобную оценку (КПО)

$$\lambda_{q} = \underset{\lambda \in [\Lambda_{1}, \Lambda_{2}]}{\arg \sup} M(\lambda, \tau^{*}),$$
(6)

где  $\tau^*$  – фиксированное ожидаемое (прогнозируемое) значение длительности  $\tau_0$ , причем в общем случае  $\tau^* \neq \tau_0$ . При  $\tau^* = \tau_0$  КПО  $\lambda_q$  (6) переходит в ОМП  $\lambda_m$ .

Определим характеристики КПО  $\lambda_q$ . С этой целью введем в рассмотрение безразмерный параметр  $l = \lambda/\tau$ , обозначим  $l_0 = \lambda_0/\tau$  и представим функционал  $M(\lambda, \tau^*)$  (5) в виде суммы сигнальной [4] и шумовой [4] функций:

$$\mathbf{M}(\lambda,\tau^*) = \mathbf{M}^*(l) = \mathbf{S}(l) + \mathbf{N}(l).$$
(7)

Здесь S(*l*) =  $\langle M^*(l) \rangle$  – сигнальная, N(*l*) = M<sup>\*</sup>(*l*) –  $\langle M^*(l) \rangle$  – шумовая функции, а усреднение выполняется по реализациям наблюдаемых данных x(t) (1) при фиксированных значениях параметров  $\lambda_0$  и  $\tau_0$ . При выполнении (4) для сигнальной функции S(*l*) имеем

$$S(l) = AC(l - l_0) + S_N, \qquad (8)$$

где

$$C(x) = \int_{-l/2+\max(0,x-\delta_{\tau}/2)}^{l/2+\min(0,x+\delta_{\tau}/2)} \frac{f^{2}(\widetilde{\alpha}t)f^{2}[\widetilde{\alpha}(t-x)]}{1+qf^{2}[\widetilde{\alpha}(t-x)]} dt, \quad S_{N} = \tau_{0}E_{N}(1+\delta_{\tau})\int_{-l/2}^{l/2} \frac{f^{2}[\widetilde{\alpha}t(1+\delta_{\tau})]}{1+qf^{2}[\widetilde{\alpha}t(1+\delta_{\tau})]} dt,$$

A =  $\tau_0 D$ ,  $\tilde{\alpha} = \alpha \tau_0$ , а  $\delta_{\tau} = (\tau^* - \tau_0)/\tau_0$  – относительная расстройка по длительности импульса.

В соответствии с (7)

$$\langle N(l) \rangle = 0, \qquad \langle N(l_1)N(l_2) \rangle = (\tau_0^2 E_N^2 / \mu) [B_1(l_1, l_2, l_0) + B_2(l_1, l_2)], \qquad (9)$$

где

$$B_{1}(l_{1},l_{2},l_{0}) = \int_{-l/2+\max(0,l_{1}-l_{0}+\delta_{\tau}/2,l_{2}-l_{0}+\delta_{\tau}/2)}^{l/2+\min(0,l_{1}-l_{0}+\delta_{\tau}/2,l_{2}-l_{0}+\delta_{\tau}/2)} g_{21}(t-l_{1}+l_{0})g_{21}(t-l_{2}+l_{0}) \Big[ \Big(1+qf^{2}(\widetilde{\alpha}t)\Big)^{2}-1 \Big] dt,$$
  

$$B_{2}(l_{1},l_{2}) = \int_{-l/2+\max(l_{1},l_{2})}^{l/2+\min(l_{1},l_{2})} g_{21}(t-l_{1})g_{21}(t-l_{2}) dt, \quad g_{mn}(t) = \frac{f^{m}(\widetilde{\alpha}t)}{\Big[1+qf^{2}(\widetilde{\alpha}t)\Big]^{n}}.$$

В процессе анализа все оценки целесообразно разбить на два класса: надежные и аномальные [4]. Оценка  $l_q = \lambda_q / \tau_0$  является надежной, если она находится в пределах интервала  $\Gamma_S \equiv [l_0 - 1 - \delta_\tau / 2, l_0 + 1 + \delta_\tau / 2]$ , где сигнальная функция (8) отлична от  $S_N$ . Если же КПО  $l_q$  находится вне интервала  $\Gamma_S$ , т.е.  $l_q \in \Gamma_N = \Gamma \setminus \Gamma_S$ ,  $\Gamma \equiv [\tilde{\Lambda}_1, \tilde{\Lambda}_2]$ ,  $\tilde{\Lambda}_{1,2} = \Lambda_{1,2} / \tau_0$ , то оценка и соответствующая ошибка оценивания называются аномальными [4]. Учет аномальных ошибок необходим, если приведенная длина [4]  $m = \tilde{\Lambda}_2 - \tilde{\Lambda}_1$  априорного интервала  $\Gamma_S$  надежной оценки, т.е.

$$m >> 1.$$
 (10)

Согласно [4] при выполнении (10) условные смещение b $(l_q|l_0) = \langle l_q - l_0 \rangle$  и рассеяние  $V(l_q|l_0) = \langle (l_q - l_0)^2 \rangle$  КПО  $l_q$  с учетом аномальных ошибок могут быть записаны в виде

$$b(l_{q}|l_{0}) = P_{0}b_{0}(l_{q}|l_{0}) + (1 - P_{0})\left[\left(\widetilde{\Lambda}_{1} + \widetilde{\Lambda}_{2}\right)/2 - l_{0}\right],$$

$$V(l_{q}|l_{0}) = P_{0}V_{0}(l_{q}|l_{0}) + (1 - P_{0})\left[\left(\widetilde{\Lambda}_{1}^{2} + \widetilde{\Lambda}_{1}\widetilde{\Lambda}_{2} + \widetilde{\Lambda}_{2}^{2}\right)/3 - l_{0}\left(\widetilde{\Lambda}_{1} + \widetilde{\Lambda}_{2}\right) + l_{0}^{2}\right].$$
(11)

Здесь  $b_0(l_q|l_0)$ ,  $V_0(l_q|l_0)$ ,  $P_0 = P[|l_q - l_0| \le 1 + \delta_{\tau}/2]$  – соответственно условное смещение, условное рассеяние и вероятность надежной оценки  $l_q$  (6).

При нахождении  $b_0(l_q|l_0)$ ,  $V_0(l_q|l_0)$  и  $P_0$  ограничимся условием высокой апостериорной точности, когда выходное отношение сигнал/шум (ОСШ)  $z^2$  алгоритма (6) достаточно велико, т.е.

$$z^{2} = \frac{[S(l_{0}) - S_{N}]^{2}}{\langle N^{2}(l_{0}) \rangle} = \mu q^{2} \left[ \int_{-1/2 - \min(0,\delta_{\tau}/2)}^{1/2 + \min(0,\delta_{\tau}/2)} g_{41}(t) dt \right]^{2} / \left[ \int_{-1/2 - \min(0,\delta_{\tau}/2)}^{1/2 + \min(0,\delta_{\tau}/2)} f^{4}(\widetilde{\alpha}t) dt + \int_{-1/2}^{1/2} g_{42}(t) \left( I(t) - I\left(\frac{t}{1 + \min(0,\delta_{\tau})}\right) \right) dt \right] >> 1.$$
(12)

Неравенство (12) выполняется при выполнении (4) и не слишком малых q. Также будем считать, что

$$\Delta t > \left| \tau^* - \tau_0 \right|, \tag{13}$$

а f( $\alpha t$ ) является четной функцией своего аргумента, не обращается в нуль в точках  $t = \pm 1/2\alpha$ .

С увеличением  $z^2$  надежная КПО  $l_q$  принимает значения из интервала  $[l_0 - |\delta_{\tau}|/2 - \delta; l_0 + |\delta_{\tau}|/2 + \delta]$ , где  $\delta << 1$ , с вероятностью, стремящейся к 1. Тогда с учетом (4), (13) для (8), (9) справедливы аппроксимации

$$S(l) = A[2G_{41}(1/2) + g_{41}(1/2)C(l - l_0)] + S_N,$$

$$\langle N(l_1)N(l_2) \rangle = (\tau^2 E_N^2 / \mu) \{ 2G_{40}(1/2) + g_{42}(1/2)\delta_{\tau} - g_{42}(1/2) | l_1 - l_2 | - [g_{40}(1/2) - g_{42}(1/2)] [max(0; l_1 - l_0; l_2 - l_0) - min(0; l_1 - l_0; l_2 - l_0)] \},$$
(14)

где

$$C(l-l_0) = \begin{cases} \min(0; \delta_{\tau}), & |l-l_0| \le |\delta_{\tau}|/2; \\ \delta_{\tau}/2 - |l-l_0|, & |l-l_0| > |\delta_{\tau}|/2; \end{cases} \quad G_{mn}(t) = \int_0^t g_{mn}(t) dt$$

Используя представления (14), на основе результатов [6] были получены асимптотически точные выражения для характеристик (11) оценки  $\lambda_q$  (6). Методами статистического моделирования установлено, что теоретические зависимости удовлетворительно согласуются с соответствующими экспериментальными данными при выходных ОСШ z (12), больших 2...3, если КПО  $\lambda_q$  (6) является надежной, и при выходных ОСШ, больших 0,5, если при оценивании времени прихода случайного импульса (2) возможны аномальные ошибки.

Полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор между предложенным и другими алгоритмами оценивания времени прихода случайных импульсных сигналов с огибающей произвольной формы при расстройке по длительности импульса в зависимости от требований, предъявляемых к эффективности алгоритма и степени простоты его технической реализации.

## Список литературы

1. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи. – М.: Мир, 1969. – 640 с.

2. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. – М.: Сов. радио, 1977. – Т. 3. – 664 с.

3. Чернояров О.В. Оценка времени прихода узкополосного случайного импульса произвольной формы // Радиотехника. – 2009. – № 12. – С. 12–18.

4. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.

5. Чернояров О.В., Сальникова А.В. Квазиправдоподобный обнаружитель случайного импульсного сигнала произвольной формы с неизвестными временными параметрами на фоне помех // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Серия "Информатика. Телекоммуникации. Управление". – 2009. – № 2(76). – С. 63–69.

6. Чернояров О.В. Статистический анализ случайных импульсных сигналов на фоне белой и коррелированной помех в условиях параметрической априорной неопределенности // Моделирование развития информационно-телекоммуникационных систем / под ред. А.В. Бабкина. – СПб.: Синтез Бук, 2009. – С. 79–145.

# ИССЛЕДОВАНИЕ МЕЖКАНАЛЬНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИМИТАТОРА НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

#### А. Н. Верещагин, Ю. Л. Фатеев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26

Имитатор навигационных сигналов МРК-40М предназначен для формирования сигналов, аналогичных сигналам навигационных космических аппаратов (НКА) систем ГЛОНАСС[1] и GPS[2]. В СФУ разработан метод, предназначен для устранения межканальной составляющей систематической погрешности формирования навигационных сигналов MPK-40M.

Имитатор навигационных сигналов МРК-40М предназначен для формирования сигналов, аналогичных сигналам навигационных космических аппаратов (НКА) систем ГЛОНАСС и GPS, имеет внешние управление по специальному протоколу.

Краткие характеристики МРК-40М:

• обеспечивает изменение мощности формируемых сигналов НКА на выходе в диапазоне от минус 170 до минус 100 дБВт.

• программное изменение кодовой псевдодальности формируемого высокочастотного сигнала в диапазоне от 0 до 90000 км с шагом не более 0,01 м.

• обеспечивает формирование сигнала НКА по 6 каналам.

• случайная погрешность формирования кодовой псевдодальности на интервале 1 мин с вероятностью 0,68 – не более 0,05 м для кода СТ ГЛОНАСС и кода С/А GPS

• обеспечить формирование сигналов кода СТ, ВТ ГЛОНАСС диапазона частот L1, L2, L3 и кода С/А GPS диапазона частот L1, кода С диапазона частот L2.

• формирование шкалы времени, относительно которой задаются задержки навигационных сигналов НКА, с использованием внутреннего опорного генератора или внешнего высокостабильного сигнала опорной частоты.

• синхронизацию шкалы времени, относительно которой задаются задержки навигационных сигналов НКА, от внешней аппаратной метки времени. Погрешность синхронизации не превышает 30 нс.

Имитатор навигационных сигналов MPK-40M характеризуется систематической погрешностью формирования навигационных сигналов, возникающая из-за прохождения этих сигналов по радиотехническим цепям аппаратуры. Вследствие, того что каждый из шести сформированных сигналов проходят по разным цепям имеющие при этом температурную зависимость, систематическая погрешность имеет межканальную и температурную составляющую.

Определение абсолютного значения систематической погрешности является сложной технической задачей. Однако для некоторых задач, в которых используется аппаратура МРК-40М, требуется обеспечивать постоянство межканальной погрешности, при этом нет необходимости в знании абсолютного значения систематической погрешности.

Рассмотрим способ определения межканальной погрешности имитатора навигационных сигналов МРК-40М.

Управляющая ЭВМ с установленным специальным программным обеспечением позволяет управлять аппаратурой МРК-40М и МРК-33М.

Схема включения при измерения межканальной погрешности аппаратуры MPK-40M представлена на рис. 1.

Имитатор навигационных сигналов МРК-40М формирует 2 сигнала: ГЛОНАС СТ L1 литеры 1 в первом канале и ГЛОНАС СТ L1 литеры 2 – во втором. Приемник МРК-33М принимает сигналы в первом и втором каналах соответственно. В течении N секунд про-

исходит накопление невязок по первому сигналу S<sub>1</sub> и второму S<sub>2</sub>. По окончанию этапа накопления формируется опорная разность:

$$\Delta S_{1} = \frac{\sum_{i=1}^{N} S^{i}_{1-1}}{N} - \frac{\sum_{i=1}^{N} S^{i}_{2-2}}{N}.$$

Затем сигнал в каналах меняется, первый канал формирует ГЛОНАСС СТ L1 литеру 2, а второй канал - ГЛОНАС СТ L1 литеры 1. В течении N секунд происходит накопление невязок по сигналу первого канала  $S_2$  и второго  $S_1$ . По окончанию этапа накопления формируется разность:

$$\Delta S_2 = \frac{\sum_{i=1}^{N0} S^i_{1-2}}{N} - \frac{\sum_{i=1}^{N} S^i_{2-1}}{N}.$$

И т.д. Сумма  $\Delta S_1 + \Delta S_2$  будет удвоенной межканальной погрешностью формирования сигнал до НКА между первым и вторым каналами имитатора. Тогда межканальная погрешность имеет вид:

$$\Delta S_{1-2} = \frac{\Delta S_1 + \Delta S_2}{2}$$

По аналогии находиться межканальная разница для остальных каналов.

На схеме включения (рис. 1) формирования и синхронизации шкалы времени МРК-33М и МРК-40М происходила по сигналам водородного стандарт частоты и времени Ч1-1006 с цель уменьшения влияния случайной погрешности.



Рис. 1. Схема включения

В процессе измерения контролировалось постоянство значения рассогласования шкал времени МРК-40М и МРК-33М в диапазоне ±1 нс.

В табл. 1 и 2 представлены результаты измерений межканальной составляющей систематической погрешности относительно 1 канала кодовой псевдодальности сигналов НКА по 6 каналам в диапазоне CT L1.

Таблица 1

| М | ежканальная разность относительно | 1 канала для МРК-40М зав. номер ЛА0040 |
|---|-----------------------------------|--|
|   |                                   |  |

| Номера каналов | Эксперимент1 | Эксперимент 2 ре- | Разность между эксперимен- |  |
|----------------|--------------|-------------------|----------------------------|--|
|                | результат, м | зультат, м        | тами, м                    |  |
| 2              | 0.029        | 0.020             | 0.009                      |  |
| 3              | 0.209        | 0.21              | -0.001                     |  |
| 4              | 0.165        | 0.18              | -0.015                     |  |
| 5              | 0.006        | 0.012             | -0.006                     |  |
| 6              | -0.037       | -0.038            | 0.001                      |  |

Таблица 2

Межканальная разность относительно 1 канала для МРК-40М зав. номер ЛА0039

| Номера каналов | Эксперимент1 | Эксперимент 2 ре- | Разность между эксперимен- |  |
|----------------|--------------|-------------------|----------------------------|--|
|                | результат, м | зультат, м        | тами, м                    |  |
| 2              | -0.024       | -0.015            | -0.009                     |  |
| 3              | 0.046        | 0.031             | 0.015                      |  |
| 4              | 0.043        | 0.026             | 0.017                      |  |
| 5              | 0.029        | 0.023             | 0.006                      |  |
| 6              | -0.095       | -0.086            | -0.009                     |  |

Длительность интервала усреднения значений разности псевдодальности для каждого канала MPK-40M принято 3600 секунд. Начало интервала усреднения было задержано относительно момента переключения канала MPK-40 на 3600 секунд с целью устранения погрешности вызванной сходимостью фильтра АПВ аппаратуры MPK-33M.

#### Вывод

Между экспериментами для двух приборов присутствует повторяемость результатов в пределах 1,7 см, что позволяет откалибровать MPK-40M в часть межканальной погрешности с точностью 0.1пс.

## Список литературы

1. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Редакция 5.0. – М.: КНИЦ ВКС, 2002.

2. Interface Control Document: NAVSTAR GPS Space Segment / Navigation User Interfaces (ICD-GPS-200C). Rockwell Int. Corp. – 1995.

# ПРОГРАММНАЯ ПОСТОБРАБОТКА И ПРОГРАММНЫЕ ПРИЕМНИКИ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ СРНС ГЛОНАСС/GPS

П. В. Шаршавин, С. В. Сизасов, А. В. Гребенников (научный руководитель)

На сегодняшний день в спутниковой радионавигации существуют проблемы, которые трудно, либо, практически, невозможно решить современными методами обработки сигналов в реальном масштабе времени. К данным проблемам относятся:

• **повышение точности оценок параметров сигнала** за счет уменьшения погрешности формирования опорных сигналов корреляционных измерителей, путем преодоления ограничений, накладываемых аппаратурной реализацией в реальном масштабе времени;

• обеспечение минимально возможной погрешности оценки траектории короткоживущих объектов (артиллерийских, реактивных снарядов, время регистрации составляет десятки секунд) – невозможность оценки траектории на всем ее протяжении по причине затрат времени на поиск и захват сигнала на начальном участке наблюдения;

• устранение разрывов фазовых измерений – срыв слежения за фазой несущей навигационного сигнала приводит к появлению неоднозначности фазовых измерений координат, устранить которую можно, лишь произведя новый захват фазы и накопление измерений;

• запись и многократное воспроизведение интересующей навигационной обстановки – обработка в реальном времени не предусматривает записи навигационного сигнала;

• улучшение наглядности принципов формирования и обработки навигационных сигналов в образовательных приложениях – обработка в реальном времени не обеспечивает возможности наблюдения сигнала во всех интересующих контрольных точках приемника в один и тот же момент времени;

• получение гибкого инструмента для разработки и отладки новых алгоритмов обработки навигационных сигналов – для проверки алгоритмов требуется создавать и загружать прошивку и программу в микросхемы приемника, либо разрабатывать и собирать новую схему.

Одним из возможных решений перечисленных проблем является применение программных приемников, в том числе, реализующих постобработку навигационных сигналов. Функционально, программный приемник состоит из двух частей: аппаратной – цифровой регистратор, и программной – программа постобработки на ПЭВМ либо другом вычислительном устройстве.

В настоящее время имеются аналоги, как аппаратной, так и программной частей устройства.

В качестве примера реализации аппаратной части приемника можно привести программный приемник с интерфейсом USB фирмы MAXIM. Приемник состоит из радиотракта на микросхеме MAX2769, сдвигового регистра для преобразования одноразрядного цифрового сигнала в параллельный код и контроллера интерфейса USB 2.0 Cypress CP6668AF.

Пример реализации программы постобработки – GNSS SDR software – пакет MATLAB для обработки записей сигналов CPHC GPS [2]. Программа позволяет осуществить поиск сигнала, слежение за ним, а также решение навигационной задачи. На сегодняшний день программа портирована в пакет SciLab, также в ней реализована обработка сигналов CPHC ГЛОНАСС.

Недостатком существующих аналогов цифровых регистраторов является их низкая функциональность: аппаратура позволяет принимать и регистрировать сигналы только одной навигационной системы, как правило, GPS, в одном частотном диапазоне. Также недостатком является низкая пропускная способность интерфейса передачи данных, что не позволяет производить регистрацию сигналов с высокой частотой дискретизации.

К недостатку программных продуктов для постобработки можно отнести низкое быстродействие по причине выполнения в среде MATLAB и подобных ей, которые являются интерпретируемыми средами и не компилируют указанные программы в машинный код. Приложения MATLAB могут найти применение в лишь образовательных и исследовательских приложениях программной обработки, для других задач они не подходят. Также недостатком является применение в данных программах алгоритмов обработки сигналов, аналогичных алгоритмам обработки в реальном времени. Для постобработки требуется разработка принципиально новых алгоритмов, учитывающих особенности и возможности этого направления цифровой обработки сигналов.

В настоящее время ведется разработка, как аппаратной, так и программной частей программного приемника, лишенных указанных недостатков. Функциональная схема программного приемника представлена на рис. 1.



МШУ – малошумящий усилитель; РТ – радиотракт; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; БС – блок сопряжения; ШД – шина данных; ШУ – шина управления; HDD – жесткий магнитный диск

Программа первичной обработки

Программа вторичной обработки

Пользовательский

интерфейс

HDD

Рис. 1. Функциональная схема программного приемника

В цифровой регистратор, разрабатываемый в СФУ, успешно внедрен интерфейс Fast Ethernet и протокол UDP, скорость передачи полезного сигнала доведена до 95 Мбит/с. С помощью данного регистратора осуществлена запись навигационных сигналов GPS в диапазоне L1, генерируемых имитатором. Последующая постобработка записанных файлов подтвердила наличие навигационного сигнала: успешно производится захват сигнала и слежение за ним. В настоящий момент ведется разработка регистратора с интерфейсом Gigabit Ethernet, позволяющим существенно поднять скорость передачи. Также в данном регистраторе разрабатывается радиотракт и устройство сопряжения с интерфейсом, которые позволят принимать и регистрировать навигационные сигналы систем ГЛОНАСС и GPS, в двух частотных диапазонах, с высокой частотой дискретизации.

По направлению программной части производится анализ существующих алгоритмов обработки навигационных сигналов, проводится исследование особенностей постобработки, осмысление ее потенциальных возможностей. Исследуется возможность ускорения вычислений с помощью оптимизации алгоритмов обработки, а также с помощью применения вычислительных устройств, присутствующих в персональном компьютере помимо центрального процессора, например, процессора видеоадаптера. Также исследуется возможность реализации компьютерной обработки навигационных сигналов в реальном масштабе времени.

## Список литературы

1. Application note 4275. GPS USB Reference Design with the MAX2769 [Электронный pecypc] / Maxim Integrated Products. – 2008. Режим доступа: http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4275.pdf

2. Borre, Kai. A Software-Defined GPS and Galileo Receiver. A Single-Frequency Approach / Kai Borre, Dennis M. Akos, Nicolaj Bertelsen, Peter Rinder, Søren Holdt Jensen. – Birkhäuser Boston, 2007.

# Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

## ИССЛЕДОВАНИЕ СУ ККМ НА БАЗЕ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ СВЕТОДИОДНОГО УЛИЧНОГО ОСВЕЩЕНИЯ

С. В. Маморцев, С. В. Чубов, С. Г. Михальченко, А. В. Миллер

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектронки (ТУСУР) 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40 E-mail: stepan mamortsev@mail.ru

Рассматривается необходимость использования корректоров коэффициента мощности в современных энергосберегающих устройствах энергетической электроники. Приводятся результаты иммитационного моделирования в среде LTspice наиболее распространенных технологий построения систем управления корректором коэффициента мощности (СУ ККМ): Analog Multiplier Control, One Cycle Control и с пропорциональным регулятором. Производится сравнительный анализ результатов моделирования разработанных схем с параметрами модели СУ ККМ на базе микросхемы LT1508.

В настоящее время большое внимания в энергетической электронике уделяется устройствам, позволяющим улучшить параметры тока, потребляемого из сети, тем самым снизить энергопотребление в целом. Наиболее важным параметром питающего устройства является коэффициент мощности. Близость коэффициента мощности к единице положительно сказывается на других энергетических показателях (коэффициент гармоник тока КГТ, коэффициент искажения тока КИТ, коэффициент полезного действия η). Для обеспечения достижения максимально выгодных энергетических показателей технических средств (ТС) необходимо наличие в его составе устройства коррекции коэффициента мощности.

В литературе можно встретить несколько вариантов названий устройств, улучшающих коэффициент мощности. Это – корректоры коэффициента мощности (ККМ), активные фильтры (АФ) подавления высших гармоник тока, компенсаторы реактивной мощности и мощности искажения (КРММИ). Несмотря на разницу в терминологии, все эти устройства призваны обеспечить наилучшие энергетические показатели полупроводниковых преобразователей.

Проведенный сопоставительный анализ [1], показывает различные варианты технической реализации систем с ККМ. Однако немаловажной составляющей процесса проектирования является также выбор элементов силовой части преобразователя. И в данном случае встает вопрос об обеспечении приемлемой динамики системы.

Анализ динамики большинства схем корректоров коэффициента мощности, компенсаторов реактивной мощности и мощности искажений (в том числе и трехфазных) сводится к анализу динамики повышающего преобразователя напряжения, исходя из того, что он является основой данного рода устройств. Динамические процессы, существующие в преобразователях с ККМ можно разделить на два вида. Это - медленные динамические процессы, связанные с принудительным периодическим внешним воздействием (входное переменное напряжение) на входе ККМ. И - быстрые динамические процессы, скорость которых сравнима с частотой квантования, а сами они определяются нелинейными динамическими свойствами замкнутой импульсной системы.

Данная работа посвящена изучению динамики ККМ на базе повышающего преобразователя с различными системами управления. Были рассмотрены, смоделированы в среде имитационного моделирования Ltspice IV схемы с системами управления Analog Multiplier Control, One Cycle Control и пропорциональным регулятором. В схеме с пропорциональным регулятором разностная функция системы управления ξ(t) принимает вид:

$$\xi(t) = \alpha_2(\alpha_1(U_3 - \beta_1 \cdot u_C) \cdot \beta_3 \cdot E_0 - \beta_2 \cdot i_L) - U_P(t)$$

где  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  – коэффициенты усиления ошибки по выходному напряжению и потребляемому току соответственно; U<sub>P</sub>(t) – развертывающее напряжение, U<sub>3</sub> - напряжение задания; U<sub>C</sub> – напряжение на нагрузке; E<sub>0</sub> – входное напряжение преобразователя;  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  - коэффициенты передачи датчиков обратной связи выходного напряжения и входного тока соответственно;  $\beta_3$  – коэффициент передачи датчика входного напряжения. Коммутационная функция представляется выражением:

$$K_F(\xi(t)) = \frac{1}{2} \left[ 1 + sign(\xi(t)) \right].$$

Такая функция системы управления является простейшей и базовой для проведения сравнительного анализа. В работе рассмотрена работа схемы с нулевыми начальными условиями (НУ) и ненулевыми (неНУ). На рис. 1 и 2 показаны временные диаграммы основных параметров устройства: сигнала ошибки по напряжения, по току, форма коммутационной функции и функции системы управления, входной ток дросселя ККМ, выходное напряжение.



Рис. 1. Временные диаграммы параметров схемы с системой управления с пропорциональным регулятором и НУ при L = 30 m, C = 500 u, Rn = 50, bet1 = 0.0045, bet2 = 5e-7, bet3 = 2.5e-4, lam1 = 200, lam2 = 80

Схема с пропорциональным звеном в цепи управления по напряжению и току обладает достаточно высоким перерегулированием при НУ. Как при неНУ, так и при НУ наблюдается высокое значение пульсаций на выходе (30 В и 49 В соответственно). Данная схема максимально близкой к синусоидальной формой тока дросселя, однако большим значением этого тока и отличается большими номиналами индуктивности дросселя и емкости выходного конденсатора.

Технология ОСС в системе управления заключается в том, что поправка уставок задатчиков происходит один раз за период сети. Система управления имеет медленный (по напряжению) и быстрый (по току) контуры управления. Комутационная функция формируется с помощью триггера, сравнивающего параметры контуров обратной связи схемы. Система управления на базе ОСС позволяет уменьшить уровень тока дросселя, номиналов индуктивности дросселя и емкости конденсатора. При этом ухудшается гармонический состав тока дросселя и коэффициент усиления цепи обратной связи. На рис. 3 показаны временные диаграммы его основных параметров.



Рис. 2. Временные диаграммы параметров схемы с системой управления с пропорциональным регулятором и неНУ при L = 30 m, C = 1900 u, Rn = 50, bet1 = 0.0045, bet2 = 5e-7, bet3 = 2.5e-4, lam1 = 200, lam2 = 80



Рис. 3. Временные диаграммы параметров схемы с управлением ОСС при L = 580 u, C = 100 u, Rn = 200, lam1 = 10, lam2 = 100, lam3 = 5, bet = 0.0000625

Многие микросхемы управления ККМ используют технологию ОСС. Модель одной из таких микросхем, LT1508 фирмы Linear Technology, была изучена и сравнена с полученной моделью схемы с управлением на базе технологии ОСС (рис. 4).

Характеристики модели схемы, выполненой на микросхеме LT1508 оказались хуже по амплитуде пульсаций напряжения на выходе ККМ и по форме, гармоническому составу тока дросселя.

В схеме с использованием технологии Analog multiplier control (AMC) в системе управления, учитывается, в отличие от предыдущих вариантов исполнения, входной выпрямленный ток и сравнение токов ключа и нагрузки, что увеличивает точность управления ключом [2]. Кроме того технология AMC позволяет снизить гармонический состав выходного напряжения и тока дросселя, снизить необходимость в отведении тепла от элементов схемы, позволяет снизить массу и габариты устройства. К недостатком относится увеличение числа пассивных компонентов – резисторов и конденсаторов. На рис. 5 и 6 показаны, соответственно, иммитационная модель схемы устройства, временные диаграммы его основных параметров и АЧХ тока дросселя. На АЧХ видно, что 1-ая гармоника превосходит остальные гармоники тока не менее, чем на 20 дБ, после частоты модуляции характеристика имеет наклон -40 дб/дек.



Рис. 4. Временные диаграммы параметров схемы с применением микросхемы LT1508 при Uвх = 220, L = 750 u, C = 15 u. Нагрузка – прямоходовый двухтактный преобразователь с однотактным LC-выпрямителем



Рис. 5. Временные диаграммы параметров схемы с управлением Analog Amplifier Control при L = 580 u, C = 100 u, Rn = 200, lam1 = 10, lam2 = 100, lam3 = 5, bet = 0.0000625



Рис. 6. Результаты FFT тока дросселя схемы с управлением Analog Amplifier Control при L = 580 u, C = 100 u, Rn = 200, lam1 = 10, lam2 = 100, lam3 = 5, bet = 0.0000625

Современные «интеллектуальные» источники питания используют обе технологии: ОСС и АМС, в зависимости от того важно ли упрощение процесса разработки и сложности, занимаемой на печатной плате площади системы управления. В настоящей разработке используется АМС технология обратной связи на базе микросхемы PLC810PG фирмы Power Integration.

#### Список литературы

1. Малаханов, Алексей Алексеевич. Математическое моделирование импульсномодуляционных систем с коррекцией коэффициента мощности : дис. канд. техн. наук: 05.13.18 Брянск, 2007. – 175 с. : 61 07-5/2914.

2. One Cycle Control IC Simplifies PFC Designs. Ron Brown, Marco Soldano. AC-DC Applications Group International Rectifier Corp. 101 N.Sepulveda Blvd. El Segundo, CA, 90245 USA.

# ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВА ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ ДЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ИНТЕРВАЛОВ СУБНАНОСЕКУНДНОЙ И НАНОСЕКУНДНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ

#### Р. А. Матюшев, В. А. Вяхирев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 28; тел. (391) 291-22-80 E-mail: rmk1989@yandex.ru

В статье проводится краткий обзор измерителей интервалов субнаносекундной и наносекундной длительности, а именно стробоскопических и скоростных осциллографов. Также проводится результаты исследования устройства подавления помех для измерителей интервалов субнаносекундной и наносекундной длительности.

Развитие техники СВЧ, микроэлектроники, вычислительной техники и других областей науки и техники вызвало необходимость исследования формы колебаний СВЧ и импульсных сигналов субнаносекундной и наносекундной длительности. Для этого необходимы измерители интервалов такой длительности. Роль таких измерителей выполняют осциллографы с очень широкой полосой пропускания и высокими скоростями разверток.

При реализации таких измерителей интервалов возникают трудности их технической реализации. К основным причинам, ограничивающим технические возможности осцилло-графов, в этом плане являются [3]:

1. Влияние емкости и индуктивности вводов отклоняющих пластин ЭЛТ на форму фронта осциллограммы. Начинают влиять даже емкости в единицы пикофарад, а в сочетании со значительной индуктивностью вводов реальными становятся паразитные резонансы такой цепи на частотах исследуемых сигналов;

2. Влияние конечного времени пролета электронов между отклоняющими пластинами ЭЛТ – это приводит к ограничению диапазона рабочих частот всех электровакуумных приборов. Если время пролета становится соизмеримым с периодом повторения исследуемого сигнала, ЭЛТ уже нельзя считать безинерционным прибором. Если же оно равно или кратно периоду сигнала, то отклонение пятна вообще будет отсутствовать;

3. Уменьшение яркости осциллограммы при высоких скоростях перемещения луча по экрану ЭЛТ;

4. Практическая трудность создания усилителя вертикального отклонения с очень широкой полосой пропускания. К осциллографам, которые осуществляют измерение субнаносекундных и наносекундных интервалов можно отнести скоростные и стробоскопические. Рассмотрим кратко их работу.

Скоростные осциллографы обеспечивают исследование формы колебаний СВЧ и кратковременных импульсных сигналов с помощью специальной ЭЛТ – трубки бегущей волны (ТБВ). Она имеет отклоняющую систему в виде линии бегущей волны. Благодаря синхронизации фазовой скорости распространения электромагнитной волны, создаваемой в этой линии исследуемым сигналом, и скорости электронного луча исключается влияние времени пролета электронов и существенно повышается чувствительность ТБВ, хотя во многих случаях она еще недостаточна (что послужило одной из основных причин разработки стробоскопических осциллографов), но позволяет исследовать форму сигналов в реальном масштабе времени (без временного или частотного преобразования). Кроме того, могут исследоваться однократные и редкоповторяющиеся сигналы, что делает скоростные осциллографы незаменимыми приборами при решении целого ряда измерительных задач.

Стробоскопическим называется осциллограф, использующий для получения изображения формы сигнала упорядоченный (или случайный) отбор мгновенных значений исследуемого сигнала и осуществляющий его временное преобразование. Принцип работы стробоскопического осциллографа основан на измерении мгновенных значений повторяющихся сигналов с помощью коротких стробирующих импульсов напряжения. Этот принцип базируется на эффекте кажущегося замедления быстропеременного процесса (стробоскопический эффект) и позволяет разрешить два противоречивых требования – обеспечение широкой полосы пропускания и высокой чувствительности осциллографа.

Описанные выше измерители временных интервалов субнаносекундной и наносекундной длительности могут подвергаться помехам, возникающим при отражении от несогласованных элементов высокочастотного тракта. Основная проблема состоит в том, что длительность субнаносекундных и наносекундных сигналов соизмерима с периодом прохождения их по каналу передачи. В результате чего может произойти наложение во времени полезного и помехового сигналов.

С целью борьбы с такого рода помехами было разработано и исследовано с помощью математического моделирования устройство подавления помех для измерителей субнаносекундной и наносекундной длительности.

Устройство имеет достаточно простую элементную базу и предполагает аналоговую реализацию. Работа устройства предполагается в несколько этапов. Во время первого этапа на схему поступает только шум. Во время второго шум с сигналом. На последующих этапах схема работает с сигналом, шумом и помехой.

Рассмотрим работу устройства. После детектирования сигнал с помехой и шумом поступает в контур подавления полезного сигнала. Основной смысл работы данного контура состоит в исключении полезного сигнала из входного за счет импульса синхронизации. Благодаря исключению полезного сигнала из входного сигнала остается только помеха с шумом. Таким образом, данное исключение полезного сигнала из входного сигнала из входного сигнала позволяет полностью оценить характеристики помехи с шумом [1], что позволит полностью подавить помеху в принятом сигнале на следующем этапе.

В процессе работы устройства необходимо также отслеживать уровень полезного сигнала. Выбор коэффициента передачи представляет достаточно сложную задачу. Такой коэффициент передач должен определяться исходя из информации о мощности помехи, разносе во времени сигнала и помехи, уровня шумов [2]. Поэтому на этапе исследования работы схемы необходимо обозначить тот уровень, с которым необходимо передать полезный сигнал. В ходе исследования допускалось передача полезного сигнала с таким уровнем, чтобы полезный сигнал был на уровне шума или не достигал значения в три раза превышающий этот уровень. При таком значении устройство достаточно эффективно подавляло в конечном итоге помеху.



Сигнал с шумом на входе устройства (a), подавленный сигнал с шумом (б), сигнал синхронизации (в), сигнал с шумом и помехой (г), помеха с подавленным сигналом (д), зависимость амплитуд сигнал от времени на выходе устройства (е)

Рис. 1. Результаты моделирования

На рис. 1 приведены результаты математического моделирования. Особое внимание необходимо уделить зависимости амплитуды полезного сигнала на выходе устройства от времени (рис. 1, *e*). Во время нулевого строба на схему поступает только шум. Во время следующих стробов амплитуда сигнала постепенно доходит до требуемого уровня. Как видно из рис. 1, *e* работа схемы выходит на необходимый уровень уже на третьем стробе. Вид данной характеристики обеспечивается за счет введения линии задержки с периодом равным периоду следования импульсов. Без введения линии задержки работа схемы выходила бы на требуемый уровень значительно дольше, чем без ее введения. Интервал времени в линии задержки предполагается регулируемым и выбирается исходя из условия, что период линии задержки должен быть равен периоду следованию импульсов.

При реализации устройства необходимо также обратить внимание на сигнал синхронизации (рис. 1, в). В качестве данного сигнала можно использовать сигнал синхронизации измерителя интервалов наносекундной и субнаносекундной длительности либо сигнал опорного (эталонного) напряжения динамической системы. Например, в стробоскопическом осциллографе запуск производится синхронизирующими сигналами, подаваемыми на специальный вход и опережающими исследуемый сигнал на время задержки стробоскопической развертки. Это могут быть либо внешние импульсы, либо внешнее синусоидальное напряжение или сам исследуемый сигнал. В устройстве синхронизации формируются стандартные импульсы запуска, частота повторения которых либо равна частоте исследуемого сигнала, либо в п раз меньше.

Таким образом, устройство подавления помех для измерителей субнаносекундной и наносекундной длительности обладает одним недостатком это сложностью выбора коэффициента передач, но при этом обладает целым рядом преимуществ, важных для работы с описанными выше измерителями:

• работа с сигналом относительно небольшой длительности;

• защита устройства измерения субнаносекундных и наносекундных интервалов от мешающего сигнала, который по своей структуре не отличается от полезного, а амплитуда примерно равна амплитуде полезного сигнала;

• способность работать в устройствах передачи, соизмеримых с длинной волны.

195

196

#### Список литературы и источников

1. Ширман Я. Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

2. Канащенков А. И. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / А. И. Канащенков, В. И. Меркулов. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.

3. Довгяло Е. А. Лекции по метрологии [Электронный ресурс]: Е. А. Довгяло / Режим доступа: http://www.studfiles.ru/dir/cat34/subj197/file10919/view102479.html. – Загл. с экрана.

# АНАЛИЗ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ ПЕРСОНАЛЬНОГО КОМПЬЮТЕРА И СРЕДЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ MATLAB

А. В. Малеев<sup>1</sup>, Я. В. Михайленко<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Политехнический институт СФУ, г. Красноярск e-mail: sos947@yandex.ru <sup>2</sup>000 "РЭСКО", Сибирский филиал, г. Красноярск e-mail: yvm@nettelecom.biz

Для контроля качества электроэнергии на рынке представлены специальные приборы российских и зарубежных производителей, однако при всех положительных свойствах они имеют, по крайней мере, один недостаток – высокую цену. Современный персональный компьютер, включающий в себя стандартные устройства и порты ввода-вывода, может быть использован для создания анализатора качества электрической энергии.

Разработанный на базе персонального компьютера и среды Matlab анализатор качества электрической энергии на сегодняшний момент способен анализировать шесть основных показателей качества (согласно ГОСТ 13109-97 «Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения»):

– установившееся отклонение напряжения  $\delta U_{\rm y}$ ;

– размах изменения напряжения  $\delta U_t$ ;

- коэффициент n-ой гармонической составляющей напряжения kU(n);

- отклонение частоты  $\Delta f$ ;
- длительность провала напряжения  $t_{\rm n}$ ;
- импульсное напряжение  $U_{имп}$ .

Прибор измеряет также: ток, частоту, коэффициент мощности, мощность (активную, реактивную, полную), осциллографирует с высокой точностью напряжение и ток (длительность зависит от емкости накопителей информации персонального компьютера и может составлять теоретически до нескольких месяцев).

Для построения анализатора качества необходимо с высокой точностью зафиксировать изменения токов и напряжений на большом временном интервале. Для этих целей подойдет современная звуковая карта, встроенная в большинство материнских плат персональных компьютеров и имеющая частоту дискретизации до 192 кГц и число уровней квантования 2<sup>16</sup> (65535), число фиксирующих каналов от 2 до 8. При этом действующее значение амплитуды входного сигнала не должно превышать 1 В.

В рамках данной статьи подробно рассмотрим только определение высших гармонических в структуре силового сигнала. Данная задача приоритетна при анализе КЭ и сравнительно трудно реализуется алгоритмически.

Действующее напряжение в сети 0,4 кВ может изменяться от 0 до 0,5 кВ. Для уменьшения силового напряжения до уровня звуковой карты необходимо нормировать силовое напряжение. С учетом динамического диапазона звуковой карты точность оцифровки силового напряжения 500 В составит 500/65535 = 0,00763 В (для 24-х битной звуковой карты точность составляет 500/16777216 = 0,0000298 В). Уровень собственных шумов звуковой карты уменьшает точность оцифровки на порядок, но тем не менее, она значительно выше чем у самых дорогих промышленных анализаторов КЭ. Учитывая частоту дискретизации современной звуковой карты в 192 кГц, возможно получения 3840 мгновенных временных значений силового сигнала за один период частотой 50 Гц. Данного числа независимых измерений силового сигнала достаточно для разложения последнего до 1920 гармоник.

Упрощенная структурная схема однофазного анализатора качества электроэнергии на базе персонального компьютера приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема однофазного анализатора качества электроэнергии

Для определения высших гармонических в структуре силового сигнала рассмотрим применение нескольких методик:

– Параллельное включение полосно-пропускающих фильтров, настроенных на частоты анализируемых гармоник (рис. 2). На выходе соответствующего номеру гармоники полосового фильтра будет наблюдаться синусоидальный сигнал анализируемой гармоники. Нормируя амплитуды сигналов с выходов полосовых фильтров к амплитуде сигнала полосового фильтра настроенного на основную гармонику, получаем приведенные уровни высших гармонических силового сигнала. Данный способ регистрации сравнительно прост, но для получения высокой точности измерений амплитуды гармоник необходимы фильтры высших порядков с равномерной амплитудно-частотной характеристикой;

Преобразование Фурье или быстрое преобразование Фурье, для получения коэффициентов спектрального состава анализируемого сигнала (рис. 3). После соответствующего преобразования на выходе получаем коэффициенты (амплитуды) гармоник силового сигнала. Данный способ регистрации наиболее распространен в промышленных анализаторах качества электроэнергии ввиду своей сравнительной простоты и скорости анализа гармоник. Однако погрешность получаемых результатов зависит от методики проведения Фурье анализа, например при применении прямоугольных скользящих окон уровень боковых лепестков спектральной плотности составляет 13,3 Дб (примерно 4,5 раза), что определяет погрешность полученного анализа на уровне 22 %. При применении треугольных окон и окон Ханна уровень боковых лепестков спектральной плотности составляет соответственно 26,5 и 31,5 Дб, погрешность полученного анализа в этом случае соответственно 4,54 и 2,56 %. Существуют и другие типы скользящих окон, например окно Наттолла с уровнем боковых лепестков более 80 Дб (погрешность менее 0,1 %), однако в этом случае на несколько порядков увеличивается объем и сложность вычислений, и как следствие время анализа.

На базе персонального компьютера и среды МАТLAВ был реализован однофазный анализатор качества электрической энергии, пользовательский интерфейс которого изображен на рис. 4.



Рис. 2. Регистрация высших гармонических селективными фильтрами



Рис. 3. Преобразование Фурье для определения высших гармонических

| 🛃 prowerka  |             |                  |                 |                   |                 |              | _ 🗆 ×        |
|-------------|-------------|------------------|-----------------|-------------------|-----------------|--------------|--------------|
|             | I           | Гармонический ан | ализ по числу   | гармоник (мгнов   | енные значения  | 1)           |              |
| 10 гармоник | 20 гармонин | 30 гармоник      | 40 гармоник     | 50 гармоник       | 60 гармоник     | 100 гармоник | 500 гармоник |
|             | Г           | армонический ан  | ализ по числу г | армоник (усреді   | ненные значени  | я)           |              |
| 10 гармоник | 20 гармонин | 30 гармоник      | 40 гармоник     | 50 гармоник       | 60 гармоник     | 100 гармоник | 500 гармоник |
|             |             |                  | Осциллогр       | рафирование       |                 |              |              |
|             |             | 0,1 c            | 10 c            | 100 c             | 10 дней         |              |              |
|             |             |                  |                 |                   |                 | Норма        | лизация АЧХ  |
|             |             | Режимные парам   | етры (напряже   | ение, ток, частот | а, мощность, со | os)          |              |
|             |             |                  |                 |                   |                 | Пове         | рка прибора  |
|             |             |                  |                 |                   |                 |              |              |

Рис. 4. Интерфейс разработанного анализатора качества электрической энергии

С помощью манипулятора типа «мышь» пользователь выбирает необходимый режим работы анализатора. Например, после выбора кнопки осциллографирование активируются графическое окно (рис. 5), в которых отображаются осциллограммы тока или напряжения за требуемый интервал времени, одновременно указанные сигналы будут сохранены в рабочей области в виде массива данных.



Рис. 5. Осциллограмма напряжения силовой сети

Следует отметить, что осциллограмма напряжения на рис. 5 зафиксирована для реальной силовой сети в административном здании (величина напряжения в относительных единицах). С помощью стандартных наборов инструментов графического окна можно увеличить, уменьшить, выделить фрагмент изображения, отправить на печать и т. п. (см. рис. 6).

Для гармонического анализа, результаты которого представлены на рис. 7, необходимо выбрать соответствующую кнопку на виртуальной приборной панели.

Для нормализации амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) звуковой карты (актуально для старых звуковых карт предыдущего поколения) необходимо выбрать кнопку «Нормализация АЧХ». В этом случае на вход звуковой карты на определенное время будет подан шумовой сигнал в широком диапазоне частот с линейным спектром. Звуковая карта будет откалибрована с учетом среднестатистических значений амплитуд шумового сигнала.



Рис. 6. Увеличенная осциллограмма напряжения силовой сети



Рис. 7. Анализ высших гармонических напряжения (для сигнала на рис. 5)

Поверку и калибровку прибора по измеряемым значениям тока и напряжения можно произвести с помощью соответствующей кнопки на приборной панели. Для поверки необходимо использовать прецизионные поверочные комплексы.

Точность измерения первичных параметров (напряжений, токов) зависят от числа уровней квантования и стабильности звуковой карты. При применении 16-ти битного аналого-цифрового преобразователя звуковой карты теоретическая точность измеряемого напряжения для сети 0,4 кВ составляет ((380-380/2<sup>16</sup>)/380)·100 = 99,998 %. Практически точность измерения напряжения зависит от точности калибровочного комплекса и стабильности звуковой карты. Стабильность современного аналого-цифрового преобразователя звуковой карты в составляет.

Точность измерения вторичных расчетных параметров, таких как высшие гармоники, определяется как точностью измерения первичных параметров, так и погрешностям, вносимыми алгоритмами обработки временных параметров анализируемого сигнала. В данном случае, точностью первичных параметров можно пренебречь.

Для определения погрешности оценки высших гармонических разработанного анализатора электроэнергии возможны два способа;

a) Сравнить результаты анализа сертифицированного прибора качества электроэнергии и разработанного прибора;

б) Определить погрешности разработанного прибора математическим моделированием.

Первый способ вызывает определенные трудности с поиском сертифицированного анализатора качества. Погрешность большинства анализаторов качества среднего ценового сегмента (200–300 тыс. руб.) колеблется в пределах от 5 до 15 % (увеличивается с числом анализируемых гармонических).

Второй способ позволит оценить с высокой точностью показатели качества разработанного анализатора, но требует математического моделирования процессов, протекающих в силовых энергетических сетях.

Мощность энергетической системы значительно больше мощности помех от потребителей электроэнергии генерирующих высшие гармонические. Примем модель присутствия высших гармонических в виде аддитивной помехи (высшие гармоники суммируются с основной гармоникой).



Рис. 8. Осциллограмма сигнала с известным уровнем высших гармоник



Рис. 9. Гармонический анализ

Синтезируем сигнал с известным уровнем основной гармоники и высших гармонических. К примеру, уровень основной гармоники нормируем в пределах 1, примем уровни высших гармонических на уровне 5-й гармоники 0,2 от уровня амплитуды первой гармоники, 6-й на уровне 0,3, 8-й на уровне 0,2, 30-й на уровне 0,03, 50-й на уровне 0,1. Осциллограмма синтезированного сигнала показа на рис. 8.

На рис. 9 приведены результаты гармонического анализа для сигнала, изображенного на рис. 8. Математическая погрешность разработанного алгоритма анализатора высших гармонических составляет с высокой вероятностью ((30-30,14)/30)·100 = 0,47 %. Нормируя рассчитанную погрешность к уровню основной гармоники, получим: 0,47/3,33 = 0,14 %. Таким образом, итоговая погрешность алгоритма анализа гармоник составляет 0,14 %, с учетом погрешности звуковой карты погрешность измерения реальных сигналов менее 1 %.

Анализируя возможности и характеристики промышленных приборов, контролирующих качество электрической энергии, можно сделать вывод, что на базе персонального компьютера (ноутбука или "нетбука") со встроенной или внешней звуковой картой возможно создание анализатора качества электрической энергии не уступающего, а по некоторым позициям и превосходящего промышленные образцы.

#### Список литературы

1. ГОСТ 13109-97 «Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения».

2. Афонский А. А., Дьяконов В. П. Цифровые анализаторы спектра, сигналов и логики / под ред. проф. В. П. Дьяконова. – М: СОЛОН-Пресс, 2009. – С. 248.

3. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. – 2-е изд. – Спб.: Питер, 2006. – С. 751.

# АППАРАТНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ НА БАЗЕ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ТРЕНИРОВКИ ПЛОВЦОВ

А. Ю. Есин, А. И. Громыко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: esinkr@mail.ru

Рассмотрен принципиально новый метод организации лидирующего элемента для ведения спортсмена пловца по дистанции и корректировки его скорости на базе лазерного излучения, не требующий установки систем по всей протяженности плавательного бассейна, обеспечивающих передвижение лидирующего элемента. Проанализированы оптические характеристики лидирующего элемента, полученные экспериментальным и расчетным путем.

Целью работы является создание устройства со сниженными массогабаритными показателями. Принцип работы тренажера заключается в следовании спортсмена за маяком (лидирующим элементом) движущимся вдоль плавательной дорожки. Параметры движения лидирующего элемента (скорость ускорение и др.) устанавливает тренер в устройстве управления. В 70-х годах были опубликованы патентные документы на первые тренировочные лидеры и устройства для ведения спортсмена по дистанции. Согласно патенту на тренировочный лидер А.С. Мерсова [1], устройство содержало прозрачную трубу, установленную на дне бассейна, и поплавок, который перемещался по трубе под действием сжатого воздуха. Тренер выставлял скорость движения поплавка по трубе, спортсмен видел поплавок и следовал за ним, тем самым проходя дистанцию в соответствии с установленными параметрами. В 1980-х годах были реализованы тренировочные электронносветовые лидеры [2], содержащие множество световых элементов расположенных на дне бассейна, это были лампы накаливания. Принцип действия заключался в последовательном переключении элементов один за другим, а спортсмен следовал за светящимся элементом. Параметры задания, такие как скорость, время отдыха и другие тренер задавал на электронном устройстве управления.

На сегодняшний день тренировочные лидеры по-прежнему основаны на множестве световых элементов расположенных на дне плавательных бассейнов, изменились только технологии сборки прибора, используются новые комплектующие, достигнута высокая точность времени выполнения задания, реализована в программном обеспечении возможность запускать более одного спортсмена одновременно и т.д., но принцип использования множества световых элементов и необходимость их установки на дне плавательного бассейна с равным шагом для движения лидирующего элемента сохранились [3]. Монтаж и демонтаж тренировочного лидера на световых элементах, например, пятидесятиметровой светодиодной ленты, требует много времени (порядка 100-120 минут), навыков, поэтому одним из недостатков такого прибора является отсутствие возможности быстрого монтажа, демонтажа и выезда с ним на спортивные сборы, также такие приборы осуществляют лидирование с большой дискретностью (шаг лидирующего элемента от 1 метра), поэму возникла задача разработки компактного тренировочного лидера с минимальной дискретностью.

В основе предлагаемой системообразующей составляющей принципиально нового тренировочного лидера лежит лазерное излучение.



Рис. 1. Пример установки тренировочного лидера на лазерном излучении

Тренажер состоит из электронного устройства (персональный компьютер) подключенного к лазерной установке, которая расположена в точке «В» на дне бассейна как показано на рис. 1. Источник лазерного излучения и механизмы изменения угла падения луча, относительно поверхности воды, размешены на высоте 0,4–0,5 м от точки «В» в точке «Е». Лазерный луч, исходящий из точки «Е» падает на дно бассейна, тем самым организует лидирующий элемент в виде яркой точки на дне.

Принцип действия прибора следующий: тренер вводит в электронное устройство параметры упражнения, такие как дистанция, время её прохождения, либо скорость, время отдыха, число повторений и другие, осуществляет старт. После осуществления старта специальный механизм, включающий электропривод и систему зеркал, меняет угол «а» рис. 1, вследствие чего лидирующий элемент (лазерная точка на дне) перемещается между точками «А» и «D». Спортсмен видит лидирующий элемент на дне и следует за ним, не отставая и не перегоняя его, тем самым проходит дистанцию в соответствии с установленными параметрами в электронном устройстве управления.

Опытный образец тренажера был апробирован в пятидесятиметровом плавательном бассейне рис. 2.



Рис. 2. Опытный образец тренажера, установленный в проектном положении, бассейн 50 м

Для расчета мощности лазерного излучения дошедшего до глаза спортсмена от лазерного модуля была выведена формула учитывающая параметры плавательного бассейна, среду распространения лазерного излучения, углы падения луча и другие факторы. При диффузном отражении лазерного луча от дна бассейна, мощность лазерного излучения, дошедшая до глаза спортсмена равна:

$$P_{\text{TII}}(X) = P_{\text{TIM}} * e^{-k_{\lambda} EXk(X)} * 2 \frac{\rho * Sz * \sin(\beta(X)) \sin(\xi(X))}{d^2 \pi^2 h(X)^2} * e^{-k_{\lambda} h(X)},$$
(1)

где Ртп – мощность лазерного излучения в точке приема; Рлм – мощность лазерного излучения излучаемая лазерным модулем;  $k_{\lambda}$  – коэффициент ослабления лазерного излучения в воде плавательного бассейна; ЕХk – расстояние от лазерного модуля до лидирующего элемента;  $\rho$  – коэффициент диффузного отражения излучения от кафеля; Sг – апертура глаза спортсмена ( $M^2$ ); h – наикратчайшее расстояние от лидирующего элемента до глаза спортсмена;  $\beta$  – угол между плоскостью дна бассейна и нормалью; d – диаметр лазерного луча;  $\xi$  – угол падения луча относительно дна бассейна. Графически, нормированная функция (1) приведена на рис. 3, кривая 1.

Значения кривой 1 (рис. 3) рассчитана по функции 1, кривая 2 отражает практические измерения мощности лазерного излучения, отраженной от дна бассейна (мощность лазерного излучения лидирующего элемента), измеренной посредством фотоэлемента на плавучей основе. Эксперимент проводился в плавательном бассейне в ночное время суток с выключенным освещением во избежание влияния естественного или искусственного освещения на измерения. Снижение уровня мощности в точках с 0 по 20 метр относительно расчетов объясняется растяжением лидирующего элемента (порядка 1–1,5 м) из-за малого угла падения луча на дно, что при не большом угле обзора фотоэлемента не позволяет достоверно измерить мощность лазерного излучения распределенной по всей длине лидирующего элемента, а лишь только его части. Снижение уровня принимаемой мощности лазерного излучения в точках с 36 по 40 метр является следствием наличия осадка на дне плавательного бассейна. Значения двух последних измерений превышают значения теоретических расчетов, поскольку в фотоэлемент попадает отраженное излучение от крайней стенки плавательного бассейна.

Анализ кривых посредством автокорреляционной функции показал статистическую взаимосвязь кривых, а именно максимум автокорреляционной функции соответствует значению 90,736 %, следовательно, форма кривой 2 совпадает на 90,736 % кривой 1, что позволяет утверждать, что функция расчета мощности лазерного излучения отраженного от дна плавательного бассейна достоверна.

Согласно теоретическим и практическим данным мощность лазерного излучения отраженного от дна бассейна по мере изменения угла «а» рис. 1 изменяется приблизительно на два порядка, поэтому во избежание повреждения органов зрения спортсменов необходимо регулировать мощность лазерного излучения в зависимости от текущего положения лидирующего элемента.



Рис. 3. Нормированные зависимости мощности лазерного излучения лидирующего элемента от параметра X (1 – расчетная; 2 – экспериментальная)

#### Выводы

Главным преимуществом тренировочного лидера на лазерном излучении является его массогабаритные показатели (длинна 0,8 м, ширина 0,5 м, высота откидной опоры 0,7 м общая масса 7 кг). Для монтажа тренажера, собранного по подобию устройства описанного в [3], требуется от 100 до 120 минут, масса устройства 100-110 кг. Время установки лазерного прибора занимает порядка 5-8 минут, масса устройства уменьшена до 7 кг, шаг перемещения лидирующего элемента снижен от 1 м до 5 см. Теоретическая модель расчета яркости лидирующего элемента, апробированная практическими измерениями, позволяет рассчитать параметры тренажера для плавательного бассейна любой конструкции, а так же избежать попадания избыточной мощности лазерного излучения в органы зрения спортсменов. Использование тренировочного лидера позволяет спортсмену с высокой точностью выполнять задания по параметрам времени, скорости отдыха, числа этапов, ускорения и других. Таким образом, решается задача освоения математически точно рассчитанной физической нагрузки, в случае если спортсмен четко следует за лидирующим элементом. Тренировочный лидер так же несет функцию искусственного соперника на дистанции, является стимулом к улучшению результата, обучает правильному расчету физических сил на длинных дистанциях. На метод использования лазерного излучения для тренировки пловцов и механизмы изменения угла падения лазерного луча получен патент на изобретение [4]. Идет разработка и сборка более совершенного опытного образца.

#### Список источников

1. Мерсов А.С., Каплунов Б.И., Столпников М.В. Тренировочный лидер // Патент на изобретение № 356996 А63b69/12, 05.06.1970.

2. Шпынов Г.А. Электронно-световой лидер для тренировки спортсменов // Патент на изобретение № 971371 А63b69/00, 18.09.1980.

3. Garber Jarrod Pacer for athletes // Патент на изобретение № WO2008/022356A1 A63B 69/12 21.02.2008.

4. Есин А.Ю. Лазерный тренажер для тренировки пловцов // Патент на изобретение № 2379081 А63В 69/12 6 ноября 2008.

## ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ КОМПЬЮТЕРНОГО АНАЛИЗА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ В САПР CADENCE SPB/OrCAD V.16.3

### М. В. Попова, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет 394026, Воронеж, Московский проспект, 14 E-mail: micronano1441@yandex.ru

На примере анализа логических элементов изложена методика процедур информационных технологий анализа комбинационных и последовательностных цифровых устройств.

Цель исследования. Провести схемотехническое моделирование логических элементов.

Подготовительный этап. Проработать раздел «Основные логические операции и их реализация» [3, с. 42–46], раздел "Графический ввод и моделирование схем в системе Orcad capture" [2, с. 431], раздел "Математическое описание цифровых устройств" [5, с. 504–518].

## 1. Общие указания по проведению анализа

Запуск программы OrCAD Capture. Программа OrCAD Capture предназначена для создания проекта, часть которого может быть задана в виде принципиальной электрической схемы, а другая часть может быть описана на языке высокого уровня VHDL [1].

После запуска Windows нажатием левой клавиши «мыши» на кнопку «Пуск» выбрать «Все программы», затем «Cadence» и выбрать «Release 16.3», а затем нажатием лвой клавиши «мыши» (ЛКМ) выбрать из списка появившихся команд и запустить «Design EntryCIS», затем выбрать «OrCAD Capture» двойным нажатием ЛКМ запустить ее.

Для создания нового проекта в открывшемся окне выполняется команда File (файл)>New Project (новый проект), после чего в открывшемся диалоговом окне на строке Name (имя) указывается имя проекта (символы кириллицы не допускаются, если предполагается моделирование), а на строке Location (местоположение) - имя подкаталога расположения проекта (при этом для просмотра файловой структуры удобно пользоваться кнопкой Browse). Далее в средней части этого окна выбирается тип проекта Analog or Mixed.

Сохранение схемы. Для сохранения схемы с произвольным именем необходимо:

Выбрать в верхнем списке меню опцию File, затем в появившемся списке выбрать Save As... появится панель сохранения файла. После этого необходимо нажатием ЛКМ выбрать список папок и файлов. Из появившегося списка нажатием левой клавиши «мыши» выбрать диск необходимый диск. Далее подвести курсор «мыши» к окошку «Имя файла», нажать ЛКМ. В этом окошке должен появиться мигающий курсор. Ввести имя файла символами латиницы. Ввод завершить нажатием клавиши <Enter>. Открытие файла производится аналогичным образом, но в опции File выбрать Open...

Внесенные в схему изменения записываются в текущий файл при выборе пиктограммы .

Задание параметров компонентов. Для того чтобы задать параметры компонента, напр., генератора прямоугольных импульсов DSTM1, нужно курсор «мыши» навести на компонент и дважды нажать на ЛКМ. После этого появится панель редактирования параметров компонентов. Команды задания параметров генератора имеют следующее значение: Save Attr – сохранить атрибуты; Change Display – сменить параметры панели; Delete – удалить параметр; Ok – завершить ввод; Cancel – отменить ввод.

Описание параметров панели задания параметров генератора: DELAY – задержка перед началом работы генератора, при этом на выходе генератора действует уровень STARTVAL; ONTIME – временной интервал, в течение которого действует значение логического уровня STARTVAL; OFFTIME временной интервал, в течение которого дейстДля того чтобы изменить какой – либо параметр, необходимо подвести к нему курсор «мыши» и один раз нажать ЛКМ, после чего в пункте Value (уровень) ввести требуемое значение. Ввод параметра заканчивается нажатием клавиши <Enter>[2].

Для анализируемых логических элементов использовались следующие параметры генераторов:

DSTM1: DELAY=0,1uS; ONTIME=0,5uS; OFFTIME=0,5uS; STARTVAL=0; OPPVAL=1.

DSTM2: DELAY=0,1uS; ONTIME=1uS; OFFTIME=1uS; STARTVAL=0; OPPVAL=1.

В работе использовались микросхемы, модели которых находятся в библиотеке 7400.slb. Соответствие серий цифровых микросхем, имеющихся в библиотеках САПР Саdence SPB / Orcad 16.3 отечественным сериям, приведено в табл. 1.

Таблица 1 Соответствие отечественных и зарубежных серийцифровых микросхем

| Зарубежная<br>серия | Отечественная серия | Имя библиотеки |
|---------------------|---------------------|----------------|
| 74H                 | K131                | 74H.slb        |
| 74                  | K155                | 7400.slb       |
| 74L                 | K134                | 74L.slb        |
| 74S                 | K531                | 74S.slb        |
| 74LS                | K555                | 74LS.slb       |
| 74F                 | K1531               | 74F.slb        |
| 74ALS               | K1533               | 74ALS.slb      |

Микросхема 7404 (отечественный аналог К155ЛН1) представляет собой набор из шести элементов НЕ;

Микросхема 7408 (отечественный аналог К155ЛИ1) содержит в себе четыре элемента И;

Микросхема 7400 (отечественный аналог К155ЛА3) содержит набор из четырех элементов И – НЕ;

Микросхема 7432 (отечественный аналог К155ЛП1) состоит из четырех элементов ИЛИ;

Микросхема 7402 (отечественный аналог К155ЛЕ1) является набором из четырех элементов ИЛИ – НЕ;

Микросхема 7486 (отечественный аналог К155ЛП5) является набором из четырех элементов, исключающее ИЛИ [3].

**Вывод схемы на печать.** Для того чтобы вывести схему на печать, необходимо проделать следующие действия: Выбрать в главном меню редактора принципиальных схем OrCAD Capture файл File и в появившемся списке пункт Print, на экране появится панель, задания размеров листа (рис. 1).

Для настройки печати нажать ЛКМ кнопку Setup..., на экране появится панель, изображенная на рис. 2. Нажать ЛКМ кнопку ОК (панель закроется и начнется процедура печати). Основная номенклатура микросхем, соответствие серий цифровых микросхем, которые имеются в библиотеках САПР Cadence, отечественным сериям, обозначения основных логических элементов по ГОСТ и по стандарту MIL/ANSI, приведено, напр., в [4]. структура построения анализируемой логической схемы задаётся априори, напр. аналогично [4].

| Print   |                          |                  | <b>×</b>                                |
|---|--------------------------|------------------|---|
| Принтер: Системный принтер (Micros<br>Document Writer)  | oft×PS                   | ĺ                | ОК                                      |
| Scale Page size<br>Scale to paper size<br>Scale to paper size<br>A<br>B                               | 0 c (                    | ) e (            | Cancel<br>Setup                         |
| Scaling:         1.14838         Custon           9.7×7         9.7×7                                 | 0 D<br>1.2               | (                | Help                                    |
| Print offsets       X     0       Inches     Center here       Y     0       Inches     Center vertex | orizontally<br>ertically |                  | Print Option<br>Inst. Mode<br>Occ. Mode |
| Print quality: 600 dpi - Cop  | pies: 1                  | -                |   |
| Print to file   | colors in b              | lack             |   |
| Collate copies Print an   | эa                       |                  |   |
| Include pages outside hierarchy   |                          |                  |   |
| Include referenced pages in other libra   | ries or des              | igns             |   |
| Print statistics  | Tetel                    | L la via a via l | Mentional                               |
| Printed pages per document page:  | 1                        | 1 ×              | 1                                       |
| Maximum page size for selected printer  |                          | 11.6933 ×        | 8.26833                                 |
| Size from schematic page properties:  |                          | 9.7              | 7.2                                     |
| Size of ectual printout:  |                          | 11 1393          | 8 26833                                 |

Рис. 1. Панель задания размеров листа

| Настройка печат | И                             |            | ×         |
|-----------------|-------------------------------|------------|-----------|
| Принтер         |                               |            |           |
| Имя:            | Microsoft XPS Document Writer | • Ci       | войства   |
| Состояние:      | Готов                         |            |           |
| Тип:            | Microsoft XPS Document Writer |            |           |
| Место:          | XPSPort                       |            |           |
| Комментарий     |                               |            |           |
| Бумага          |                               | Ориентация |           |
| Размер: А4      | •                             |            | Книжная   |
| Подача: 🗛       | товыбор 🔻                     | A)         | Альбомная |
| Справка         | Сеть                          | ОК         | Отмена    |

Рис. 2. Панель задания параметров печати

## 2. Исследование логических элементов

Провести компьютерный анализ логических элементов НЕ, И, И - НЕ, ИЛИ, ИЛИ - НЕ, исключающее ИЛИ. Для проведения анализа необходимы два генератора прямоугольных импульсов DigClock1 и DigClock2, которые берутся из библиотеки SOURCE. Типы микросхем, содержащие заданные логические элементы, значения параметров генераторов DSTM1 и DSTM2, значения параметров моделирования с учётом индексов учебных групп. их подгрупп, вариантов исходных данных задаются априори, например, аналогично [4].

Электрическая схема разрабатывается в редакторе Capture, являющимся компонентом САПР САПР Cadence SPB / Orcad 16.3. С помощью службы ICA имеется доступ к базе данных, содержащей сведения о 200 тыс. компонентов различных фирм. Программа PSpice A/D применяется для моделирования цифровых, аналоговых и цифро-аналоговых схем, описанных в формате PSpice. Разработка печатных плат производится с помощью встроенной программы Layout. В САПР САПР Cadence SPB / Orcad 16.3 может быть создано четыре вида исходных представлений проектов: Analog or Mixed – Signal Circuit – моделирование аналоговых, цифровых и цифро-аналоговых схем; PC Board – печатные платы с возможностью моделирования схем в PSpice A/D и цифровых схем в Express Plus; Programmable Logic – моделирование цифровых схем и синтез программируемой логики; Schematic – создание и документирование принципиальных схем [1].

Так как необходимо моделирование схемы, то первоначально создается проект Analog or Mixed. Для создания непосредственно самой схемы из дерева пакета выбирается элемент PAGE, представляющий собой полотно с расположенной координатной сеткой.

Компоненты размещаются по команде Place (место) / Part (часть). В диалоговом окне сначала в поле Libraries (библиотеки) выбирается имя библиотеки, содержание которой отображается на панели Part. Для добавления библиотек нажимается кнопка Add Library (Alt+A) и добавляется необходимая библиотека. Далее выбирается имя конкретного компонента (его изображение отображается в окне), нажимается ОК и символ компонента переносится на схему. Место установки компонента фиксируется щелчком левой кнопки «мышки».

Установленные элементы соединяются согласно схеме электрической принципиальной проводниками по команде Place / Wire. Начало ввода цепи отмечается щелчком ЛКМ. Цепь прокладывается движением курсора. Каждый излом фиксируется щелчком ЛКМ. Ввод цепи завершился, если ее конец совпадает с выводом компонента или любой точкой другой цепи. Если Вы не попали курсором на вывод компонента, то появляется предупреждение в виде восклицательного знака. Если при этом завершить проведение цепи, то соединения не будет. Режим ввода цепи завершается нажатием клавиши ESC или выбором

207

команды End Wire в контекстном меню, открываемом щелчком правой кнопкой мыши (ПКМ).

Контроль выходных и входных величин осуществляется посредством установки маркеров в контрольных точках. Созданная схема приведена на рис. 3.

После того, как схема нарисована, необходимо задать профиль моделирования в меню PSpice  $\rightarrow$  Edit Simulation Profile (редактирование профиля моделирования). В появившемся окне в строке Analysis type (тип анализа) выбрать Time Domain (Transient) (временной интервал (переходной процесс)), в строке Option выбрать General Setting (общее урегулирование), затем задать необходимые параметры на временном интервале (Run to time) 100мс с максимальным шагом (Maximum step size) в 2мкс. Профиль моделирования показан на рис. 4.

| GrcAD Capture - (/ - (SCHEMATIC1 : PAGE1))                              | *   | Simulation Settings - bias 🗙   |
|---|---|--|
| File Edit View Tools Place Macro PSpice Accessories Options Window Help | câdence _ e ×   |  |
| □□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□□                                   | - H - ( )   | General Analysis Configuration Files Options Data Collection Probe Window  |
|   | Normality         Point         Point | Analysis type:       Time Domain (Transient)       Run to time:       50us       seconds (TSTOP)         Options:       Start saving data after:       0       seconds         V       General Settings       Transient options       Transient options         Monte Carlo/Worst Case       Maximum step size:       2ms       seconds         Parametric Sweep       Temperature (Sweep)       Save Bias Point       Skip the initial transient bias point calculation (SKIPBP)         Save Check Points       Run in resume mode       Output File Options |
| Otens selected  | Scale=100% X=8.20 Y=4.60  | ОК Отмена Применить Справка  |

Рис. 3. Результат создания схемы

Рис. 4. Профиль моделирования

Моделирование режимов, заданных в профиле начинается после выбора в меню PSpice команды Run или нажатию кнопки F11.

**Вывод результатов работы на печать.** Для того, чтобы вывести полученные графики на печать, необходимо нажать ЛКМ пиктограмму

Результат анализа работы логических элементов отображается в окне PSpice A/D и показан на рис. 5.



Рис. 5. Окно PSpice A/D с отображенными диаграммами анализа работы логических элементов

Полученные временные диаграммы работы логических элементов позволяют составить таблицу истинности (таблицу переключений) логических элементов. Таблицу истинности можно записать, перемещая курсор слева направо. Для этого на панели необходимо выбрать меню Trace (обнаружение) и затем Cursor →Display, нажимаем ЛКМ. Искомая таблица представлена в виде табл. 2.

Таблица истинности логических элементов

Таблица 2

| DSTM1<br>A | DSTM2<br>B | U1A(HE) | U2A<br>(H) | U3A<br>(И - НЕ) | U4А<br>(ИЛИ) | U5A<br>(ИЛИ - НЕ) |
|------------|------------|---------|------------|-----------------|--------------|-------------------|
| 1          | 1          | 0       | 1          | 0               | 1            | 0                 |
| 0          | 1          | 1       | 0          | 1               | 1            | 0                 |
| 1          | 0          | 0       | 0          | 1               | 1            | 0                 |
| 0          | 0          | 1       | 0          | 1               | 0            | 1                 |

Содержание отчёта о проведённых исследованиях (при организации учебного процесса) может содержать следующие разделы:

1. Задание на моделирование в графической форме.

2. Значение параметров генераторов цифровых сигналов DSTM1, DSTM2.

3. Типы исследуемых микросхем с указанием отечественных аналогов.

4. Таблица графических назначений исследуемых логических элементов с использованием отечественных и зарубежных стандартов.

5. Временные диаграммы работы логических элементов, таблица истинности логических элементов

6. Обсуждение результатов, выводы по работе.

#### Заключение

В работе выполнен комплекс заданий, в который входит графический ввод элементов принципиальных схем, их редактирование, работа со встроенными библиотеками САПР Cadence SPB / Orcad 16.3, порядок использования генераторов цифровых сигналов типа DigClock, маркировка цепи с целью осуществления контроля её параметров (величин действующих напряжений), процедура сохранения логической схемы с произвольным именем, задание параметров генератора прямоугольных импульсов DSTM, выбор вида анализа логической схемы, процедура её моделирования и получение результатов анализа в виде временных диаграмм, составление таблиц истинности логических элементов.

Список литературы и источников

1. http://www.Cadence.ru/

2. Кеоун Дж. OrCAD Pspice. Анализ электрических цепей. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 640 с.: ил.

3. Новожилов О. П. Основы цифровой техники. – М.: РадиоСофт, 2004. – 528 с.

4. Мушта А.И., Балашов Ю.С. Компьютерный анализ цифровых электронных устройств: учеб. пособие. – Воронеж: ВГТУ, 2006. – 150 с.

5. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника. – М.: Радио и связь, 1996. – 768 с.

# КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ РЭС В САПР CADENCE SPB / ORCAD V.16.3

#### А. В. Волкова, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет 394026, Воронеж, Московский пр-т, 14 E-mail: vav071@bk.ru, micronano1441@yandex.ru

На примере 8-разрядного аналого-цифрового преобразователя ADC8break проиллюстрирована методика анализа цифровых электронных устройств в САПР Cadence SPB / OrCAD V.16.3.

#### Постановка вопроса

В настоящее время скорость развития радиоэлектронных средств очень высока. Чтобы обеспечить высокие показатели технического уровня и конкурентоспособность нового создаваемого изделия, необходимо уменьшить сроки на проектирование и испытание данного радиоэлектронного средства. Традиционная технология проектирования, основанная на стендовых испытаниях, не позволяет уложиться в столь сжатые сроки. Исходя из этого, требуется обеспечить разработчика различными средствами автоматизированного проектирования и моделирования на разных этапах создания РЭС.

Факторы возрастающей сложности проектов и сокращения сроков разработки обуславливают сдвиг методики проектирования в сторону «повторного использования» разработанных ранее высокоуровневых, т.е. сложно-функциональных блоков (СФ блоков). Данная методология была хорошо разработана и предложена в виде набора нормативных документов некоммерческой международной ассоциацией VSIA (Virtual Socket Interface Alliance). Методология подобна процессу проектирования аппаратуры на печатной плате, т.е. используется хорошо стандартизованная модель процесса, когда предварительно разработанные и изготовленные компоненты (или блоки) «собираются» в систему, моделируются и верифицируются на конечном этапе производства [1].

В связи с этим построение моделей и изучение параметров устройств является актуальной задачей для современной электроники.

На рынке программных продуктов одно из первых мест занимает компания Cadence [5]. Программное обеспечение этой компании нацелено на различные типы проектирования и верификации. Представляется целесообразным моделирование цифровых устройств проводить в САПР Cadence SPB/OrCAD v16.3. Для проведения анализа остановимся на аналого-цифровом преобразователе.

Моделирование АЦП. С помощью АЦП осуществляется переход от информации в аналоговой форме к информации в цифровой форме. Входным сигналом в АЦП в течение некоторого промежутка времени является постоянное напряжение. Основная функция АЦП состоит в том, чтобы за это время сформировать на выходе совокупность сигналов, цифровой (обычно двоичный) код которых соответствует значению входного напряжения, т.е. АЦП осуществляет кодирование двоичным числом значения входного напряжения [2].

## Общие указания по проведению анализа [3].

1. Запустить программу OrCAD Capture.

2. Войти в библиотеку элементов, для чего нажать мышью кнопку



3. Нажать мышью кнопку Libraries. При этом должно появиться окно, показанное на рис. 1.

4. В колонке Library выбрать библиотеку BREAKOUT.

5. В колонке **Part** набрать наименование необходимой микросхемы, а именно, DAC8break (или ACD8break), нажать «ОК» и в окне **Part List** выбрать элемент двойным щелчком и перенести его на схему одинарным щелчком мыши в месте, где будет располагаться элемент.

6. Аналогично пп. 2–5 выбрать в библиотеке **SOURCE** генератор логических импульсов **DigClock** и установить по одному генератору напротив каждого входа ЦАП. При моделировании АЦП, необходимо ввести источник синусоидального напряжения **VSIN** из той же библиотеки.

7. Ввести параметры генераторов, для чего дважды щелкнуть мышью на изображении каждого генератора. В появившемся окне (рис. 2) ввести время задержки DELAYE=0, длительность сигнала логической единицы ONTIME и логического нуля OFFTIME. Импульсы прямоугольные, длительность импульса равна длительности паузы. При каждом вводе нажимать «SaveAttr»; в конце нажать «CLOSE». При моделировании АЦП так же необходимо ввести параметры генератора синусоидального напряжения VSIN (рис. 3).



Рис. 1. Окно библиотек

Рис. 2. Окно параметров генератора DSTM

|         |            | Display Properties                       | x                         |
|---------|------------|--|---------------------------|
|         |            | Name: FREQ                               | Font<br>Arial 7 (default) |
|         | <b>v</b> 1 | Value: 20hz                              | Change Use Default        |
| · (~    | J) –       | Display Format                           | - Color                   |
| · · · \ |            | <ul> <li>Do Not Display</li> </ul>       |                           |
| · · 亡   | ]          | 💿 Value Only                             |                           |
|         |            | Name and Value                           | Rotation                  |
|         |            | <ul> <li>Name Only</li> </ul>            | 🖲 0° 💿 180°               |
|         |            | <ul> <li>Both if Value Exists</li> </ul> | ○ 90° ○ 270°              |
|         |            |  |                           |
|         |            | ОК                                       | Cancel Help               |

Рис. 3. Окно параметров генератора синусоидального напряжения

8. Соединить выходы генераторов с соответствующими входами ЦАП или АЦП, для чего нажать кнопку 1 и провести линию соединения, отмечая щелчками мыши начало и конец проводника, а также точки излома.

9. Расставить значки (вольтметры) с помощью 🔏. Расставлять, начиная с младшего разряда на выходе.

10. Установить параметры анализа, щёлкнув по 🌄.

11.В появившемся окне, в строке **Maximum step size** записать 500mS, а в строке **Run to time** – 1.5S.

12. Нажать **ОК**.

13. Запустить схему на анализ, щёлкнув «мышкой» по кнопке 屋

14. В появившейся вкладке **SCHEMATIC** будут выведены на экран временные диаграммы ЦАП или АЦП.

15. Для исследования соответствия входной комбинации и выходного напряжения необходимо нажать кнопку и, перемещая появившейся курсор, проанализировать значения напряжений. Состояние каждого узла описывается цифрами у вертикальной оси.

В САПР Cadence SPB/OrCAD v16.3 многоразрядные АЦП предназначены для получения 8-ми, 10-ти и 12-ти разрядного цифрового кода, в зависимости от типа используемого компонента (ADC8break, ADC10break и ADC12break соответственно).

Назначение выводов элементов: IN-вход преобразуемого аналогового сигнала, CNVRT-вход импульса 'начало преобразования', REF-эталонное напряжение, DBO-DB7-выходы.

Для составления задания на моделирование следует ввести в графическом режиме схему измерения и установить параметры генераторов следующим образом:

DSTM1: ONTIME=OFFTIME=0,5ms;

V2: DC=0v; AC=0v; VOFF=0,5v; VAMP=0,5v; FREQ=20Hz.

Изображение 8-ми разрядного АЦП в библиотеке используемой САПР приведено на рис. 4. Схема измерения АЦП приведена на рис. 5.

Цифровой код на выходе АЦП получается согласно выражению [4]:

$$DB = \frac{V(IN)}{V(REF)} \cdot 2^{m},$$

где т – число двоичных разрядов.

Остальные значения оставить по умолчанию. Параметрами генератора DSTM1 задается частота следования импульсов 'начало преобразования'. В данном случае значение 0,5 ms дает необходимую точность преобразования. Параметр FREQ генератора V2 задает частоту синусоидального напряжения (в нашем случае 20 Гц), а остальные параметры задают постоянную составляющую (0,5 В) и амплитуду напряжения (0,5 В) соответственно.

Далее следует установить время анализа равным примерно 50 мсек с шагом порядка 10 мсек. При данных значениях на экране полностью укладывается один период колебаний (рис. 6).



Рис. 4. Восьмиразрядный АЦП

Рис. 5. Схема измерения АЦП



Рис. 6. Временные диаграммы АЦП

Зависимость выходной комбинации от входного напряжения для АЦП представлена в табл.

Таблица

Двоичный код на выходе аналого-цифрового преобразователя

| U <sub>bx</sub> | DB0 | DB1 | DB2 | DB3 | DB4 | DB5 | DB6 | DB7 |
|-----------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 0B              | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   |
| 0,25B           | 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | 0   |
| 0,5B            | 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | 1   |
| 0,75B           | 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | 1   |
| 1B              | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   |

## Заключение

В САПР Cadence SPB / OrCAD V.16.3 проведено схемотехническое моделирование 8-разрядного аналого-цифрового преобразователя ADC8break. Получены временные диаграммы работы исследуемого АЦП, установлена зависимость выходных кодовых комбинаций от величины входного напряжения сигнала, составлена таблица истинности аналого-цифрового преобразователя.

#### Список литературы и источников

1. http://www.Cadence.ru/

2. Новожилов О. П. Основы цифровой техники. – М.: РадиоСофт, 2004. – 528 с.

3. Мушта А.И., Балашов Ю.С. Компьютерный анализ цифровых электронных устройств: учеб. пособие. – Воронеж: ВГТУ, 2006. – 150 с.

4. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника. – М.: Радио и связь, 1996. – 768 с.

5. Кеоун Дж. OrCAD Pspice. Анализ электрических цепей. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 640 с.: ил.

# ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ С ДИСКРЕТНЫМ ПРИНЦИПОМ ФОРМИРОВАНИЯ УПРАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛОВ

Ю. В. Краснобаев, Д. В. Капулин, Д. А. Тюхтев

Институт космических и информационных технологий СФУ 66074, Красноярск, ул. Киренского, 26 e-mail: kapulin@gmail.com

Рассмотрен закон управления импульсным стабилизатором напряжения понижающего типа по дискретным значениям переменных состояния. Разработано дискретное устройство управления стабилизатором напряжения понижающего типа, обеспечивающее минимизацию длительности переходных процессов. Проведено моделирование импульсного стабилизатора напряжения с разработанным дискретным устройством управления в формате Spice.

#### Введение

Импульсные стабилизаторы напряжения (ИСН) широко используются в автономных системах электропитания (СЭП) для передачи электрической энергии от ее источников и накопителей на выход СЭП и стабилизации напряжения. Для удовлетворения тенденций по увеличению выходной мощности СЭП, повышению требований со стороны потребителей энергии к стабильности питающего напряжения и увеличению ресурса работы автономных объектов синтезируются более совершенные законы управления ИСН, решаются вопросы по их схемотехнической реализации.

Выпускаемые серийно специализированные микросхемы для управления ИСН зачастую не позволяют реализовать новые законы управления, а реализация устройств управления на универсальных аналоговых компонентах предполагает применение значительного количества этих компонентов, что снижает надежность ИСН и его КПД. В связи с чем в настоящее время проявляется большой интерес к внедрению цифровых устройств управления ИСН, что должно позволить реализовать сложные законы управления ИСН и расширить функциональные возможности систем электропитания.

В [1] предложен метод синтеза и осуществлен синтез последовательного корректирующего устройства ИСН понижающего типа с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), обеспечивающего близкие к минимально возможным амплитуду и длительность отклонения выходного напряжения ИСН в переходных режимах, вызванных коммутацией нагрузки. Метод синтеза разработан для случая малых отклонений длительности импульса управления

$$\Delta t_{\mu,\nu} \ll T , \tag{1}$$

где *T* – период преобразования.

Он заключается в приведении системы с ШИМ к системе с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ), синтезе последовательного корректирующего устройства с использованием третьего полиномиального уравнения синтеза [2] и обратного перехода от системы с АИМ к системе с ШИМ, учитывающего специфику, вносимую ШИМ. Применение при синтезе третьего полиномиального уравнения позволяет достичь минимальной конечной длительности переходных процессов при наличии отклонения параметров корректирующего устройства и силовой цепи ИСН от номинальных. Сам синтез осуществляется по регулируемым составляющим переменных состояния, под которыми понимают отклонения переменных состояния от их значений в стационарном режиме. Временные диаграммы, поясняющие процесс выделения регулируемых составляющих, приведены на рис. 1. Здесь  $I_{\rm H}$ ,  $I_C$  и  $I_L$ , соответственно токи нагрузки, конденсатора и дросселя выходного фильтра ИСН,  $U_{C,p}$  – регулируемая составляющая напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра. На временных диаграммах токов регулируемые и стационарные составляющие обозначены дополнительными индексами «р» и «ст».

Дискретная передаточная функция синтезированного корректирующего устройства

$$W_{\rm K}^*(p) = d_0 + d_0 (1 - e^{-pT}), \qquad (2)$$

где  $d_0 = LC / T$ , L и C – индуктивность и емкость выходного фильтра ИСН, а T – период преобразования.

В соответствие с (2) и с учетом специфики, вносимой ШИМ, в [1] предложен способ реализации устройства управления ИСН с ШИМ по значениям переменных состояния, выбранным в дискретные моменты времени. Такой способ реализации устройства управления ИСН также предполагает учет влияния пульсаций стационарных составляющих переменных состояния, разработку алгоритма и вычислительных процедур обработки дискретных значений переменных состояния для получения сигнала управления силовым ключом ИСН. Но в [1] это выполнено не в полном объеме, а апробация алгоритма и вычислительных процедур на математических моделях и физических макетах ИСН не проводилась.



Рис. 1. Временные диаграммы работы ИСН с дискретным управлением

В [1] предложен вариант реализации в ИСН понижающего типа с ШИМ закона управления (2), при котором используются только дискретные значения регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра ИСН. Согласно этому варианту реализации регулируемая составляющая входного сигнала широтноимпульсного модулятора имеет вид:

$$U_{y,p}(mT) = -\frac{d_0}{U_{BX}K_M} \Big[ 2U_{C,p}(mT) - U_{C,p}((m-1)T) \Big],$$
(3)

где  $U_{\text{вх}}$  – напряжение на входе ИСН,  $K_{\text{м}} = \Delta t_{\text{и.y}} / \Delta U_{\text{y}}(mT) = T / U_m$ ,  $\Delta t_{\text{и.y}}$  – приращение длительности импульса управления силовым ключом ИСН относительно моментов времени *mT* управляемого переключения,  $U_{C,p}(mT)$  – дискретные значения регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра,  $U_m$  – амплитуда пилообразного напряжения ШИМ. Здесь и далее с учетом выполнения условия (1) считается, что приращение длительности импульса управления  $\Delta t_{\text{и.y}}$  мало, и управляемое переключение силового ключа ИСН происходит в моменты времени *mT*, а следовательно, интервал времени между соседними управляемыми моментами переключения остается неизменным и равным периоду *T*. Текущие значения динамической составляющей входного сигнала широтно-импульсного модулятора определяются как

$$U_{y,\pi}(mT) = U_{y,\pi}((m-1)T) + U_{y,p}(mT).$$
(4)

Определить регулируемую составляющую напряжения  $U_{C,p}$  на емкости конденсатора выходного фильтра ИСН путем проведения вычислительных операций с дискретными или непрерывными значениями выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  стабилизатора не представляется возможным. Это объясняется тем, что схема замещения конденсатора выходного фильтра ИСН может быть представлена в виде последовательно включенных емкости  $C_{\phi}$  конденсатора и его внутреннего активного сопротивления  $R_C$ . Поэтому в выходном напряжении ИСН – напряжении на конденсаторе выходного фильтра ИСН – кроме напряжения на емкости  $U_C$  присутствует напряжение  $U_{RC}$  на внутреннем активном сопротивлении  $R_C$  конденсатора. Поскольку внутреннее активное сопротивление  $R_C$  конденсатора подвержено значительным изменениям под действием температурного и временного факторов, то и напряжение  $U_{RC}$  также будет изменяться, а следовательно, определить напряжения на емкости  $U_C$ , например, путем вычитания неопределенного напряжения  $U_{RC}$  из выходного напряжения  $U_{Baba}$  не представляется возможным.

Вычислить приращение за период T регулируемой составляющей напряжения  $\Delta U_{C,p}$  на емкости конденсатора можно путем интегрирования на интервале времени, равном периоду T, приращения регулируемой составляющей  $\Delta I_{C,p}$  тока конденсатора

$$\Delta U_{C.p}(mT) = \frac{1}{C} \int_{(m-1)T}^{mT} \Delta I_{C.p}((m-1)T) dt.$$
(5)

Поскольку приращение регулируемой составляющей тока конденсатора на интервале между регулируемыми моментами времени *mT* переключения силового ключа ИСН остается неизменной (см. рис. 1), то для его определения достаточно вычислить первую разность тока конденсатора

$$\Delta I_{C,p}(mT) = I_{C,p}(mT) - I_{C,p}((m-1)T)$$

или

$$\Delta I_{C,p}(mT) = I_{C,p}(mT + \tau) - I_{C,p}((m-1)T + \tau),$$
(6)

где  $\tau < T$  – в общем случае произвольно выбранный фиксированный интервал времени. Для того, чтобы располагать временем для проведения вычислительных процедур, необходимых для определения входного сигнала широтно-импульсного модулятора к моменту времени *mT*, целесообразно  $\tau$  выбирать так, чтобы моменты времени (*mT* +  $\tau$ ) максимально удалить от моментов времени *mT* регулируемого переключения силового ключа ИСН. Для ИСН понижающего типа и при модуляции заднего фронта импульса моменты времени (*mT* +  $\tau$ ) следует выбрать непосредственно после момента включения силового ключа ИСН. Поскольку, как правило, в ИСН понижающего типа статический коэффициент заполнения  $K_{3,cT} > 0.25$ , то на процедуры выборки дискретных значений входных сигналов и проведение вычислений остается время, близкое к четверти периода преобразования. Использование выражения (6) позволяет определить  $\Delta I_{C,p}(mT)$  в момент времени (*mT* +  $\tau$ ). Поскольку приращения регулируемой составляющей напряжения на интервале между регулируемыми моментами переключения силового ключа ИСН постоянны, то (5) можно записать в виде:
$$\Delta U_{C,p}(mT) = \frac{T}{C} \Delta I_{C,p}((m-1)T + \tau).$$
<sup>(7)</sup>

Определить дискретные значения регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра можно по выражению

$$U_{C,p}(mT) = U_{C,p}((m-1)T) + \Delta U_{C,p}(mT).$$
(8)

Таким образом, замена процедуры интегрирования согласно (5) определением площади прямоугольника согласно (7) позволяет определить приращение регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора  $\Delta U_{C,p}(mT)$  и саму регулируемую составляющую напряжения  $U_{C,p}(mT)$  в окрестности момента времени  $(m-1)T + \tau$ , т. е. раньше момента времени mT, в окрестности которого формируется регулируемый фронт импульса управления силовым ключом. Соответственно и вычисление входного сигнала широтно-импульсного модулятора с использованием (3) и (4) также может быть произведено ранее момента времени mT в окрестности момента времени  $(m-1)T + \tau$ .

На рис. 2 приведена структурная схема устройства управления, реализующего дискретный закон (2) формирования входного сигнала ШИМ.



Рис. 2. Структурная схема дискретного устройства управления быстродействующим ИСН

Устройства выборки и хранения УВХ1–УВХ3 обеспечивают выборку входных сигналов в моменты времени ( $mT + \tau$ ) и хранение выбранных значений сигналов на последующих интервалах времени длительностью в период преобразования *T*. Измеритель первой разности ИПР обеспечивает выполнение (6), вычислитель В1 производит вычисления согласно (7) и (8), а вычислители В2 и В3 – согласно (3) и (4).

Для обеспечения астатизма выходного напряжения используется способ, согласно которому входной сигнала  $U_y$  ШИМ формируется как сумма динамического сигнала управления  $U_{y,d}$  и сигнала  $U_{y,cr}$ , задающего статический уровень выходного напряжения [3]. Сигнал  $U_{y,cr}$  вычисляется как интеграл сигнала рассогласования по напряжению, взятый с некоторым коэффициентом  $K_p$ , причем величина этого коэффициента выбирается достаточно малой, чтобы на интервале переходного процесса приращение сигнала  $U_{y,cr}$  было много меньше приращения динамического сигнала управления  $U_{y,d}$ . Это исключает влияние сигнала  $U_{y,cr}$  на динамические характеристики ИСН. В рассматриваемом ИСН с дискретным способом формирования входного сигнала модулятора сигнал  $U_{y,cr}$  вычислятеля В4 согласно выражению:

$$U_{y.cT} = K_p \sum_{k=1}^{m} \varepsilon(kT), \qquad (9)$$

где  $\varepsilon(kT) = U_{\text{вых}}(mT) - U_0$  – дискретные значения сигнала рассогласования по напряжению;  $U_0$  – задающее напряжение.

Для подтверждения работоспособности ИСН с дискретным способом формирования входного сигнала модулятора разработана модель ИСН понижающего типа в формате *Spice*. Модель устройства управления выполнена в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. 2 с использованием моделей аналоговых устройств, имитирующих цифровую обработку поступающей информации. Модель силовой цепи ИСН имеет следующие параметры: индуктивность дросселя L = 150 мкГн, емкость конденсатора выходного фильтра C = 1000 мкФ, период преобразования T = 25 мкс, входное напряжение  $U_{\text{вых}} = 115$  В и выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = 100$  В. Вычислительные процедуры в модели производятся непосредственно после моментов времени mT в соответствии со структурной схемой (рис. 2), выражениями (3), (4), (7), (8), (9) и по длительности занимают 2 мкс.

На рис. 3 приведены временные диаграммы токов нагрузки  $I_{\rm H}$  и дросселя  $I_L$ , выходного напряжения  $U_{\rm вых}$ , входного и опорного напряжений ШИМ, для случая, когда ступенчатое изменение тока нагрузки приводит к изменению длительности импульса управления, не нарушающего условие (1). Коммутация нагрузки непосредственно после начала периода преобразования приводит к равенству значений регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора, получаемой при расчете по формулам (5) и (7). В случае коммутации нагрузки в конце периода преобразования регулируемая составляющей напряжения на емкости конденсатора, получаемой по (7), не совпадает со значением регулируемой составляющей, полученной по (5), что приводит к неточному формированию длительности импульса управления силовым ключом, что выражается в увеличении длительности переходного процесса и амплитуды отклонения выходного напряжения ИСН. Достижение длительности переходного процесса в 2–3 периода преобразования следует из возврата тока дросселя, выходного напряжения и входного сигнала широтно-импульсного модулятора к стационарным значениям через 2–3 периода преобразования после момента коммутации тока.



Рис. 3. Временные диаграммы работы ИСН при  $U_{\text{вх}} = 115 \text{ B}, \Delta I_{\text{H}} = 1 \text{ A}$ 

Таким образом, исследование процессов в модели ИСН показали работоспособность ИСН с предложенным устройством управления и достижение минимальной конечной длительности переходных процессов в 2–3 периода преобразования при ступенчатом изменении тока нагрузки, не нарушающем условие (1). При значительной величине коммутируемой составляющей тока нагрузки происходит увеличение длительности переходного процесса до 3–4 периодов преобразования, однако сохраняется конечный характер переходного процесса, что объясняется применением для синтеза закона управления третьего полиномиального уравнения и адекватном переходе от системы с АИМ к системе с ШИМ.

Необходимость однократного, в течение периода *T*, проведения процедуры оцифровывания и вычислительных операций, освобождает существенный временной интервал в работе цифрового вычислительного устройства, который может быть использован для диагностики ИСН, решения задач по распределению тока нагрузки между отдельными ИСН при их параллельной работе на общую нагрузку, что является дополнительным преимуществом предложенного способа управления ИСН.

#### Список литературы

1. Соустин Б. П. Системы электропитания космических аппаратов / Б. П. Соустин, В. И. Иванчура, А. И. Чернышев, Ш. Н. Исляев. – Новосибирск: Наука. Сибирская издательская фирма, 1994. – 318 с.

2. Цыпкин Я. З. Теория нелинейных импульсных систем / Я. З. Цыпкин. – М.: Наука, 1973. – 414 с.

3. Краснобаев Ю. В. Методология синтеза законов и структур устройств управления конверторами / Ю. В. Краснобаев // Изв. вузов. Приборостроение. – 2004. – Т. 47. – № 4. – С. 39–48.

## АДАПТИВНЫЙ РЕГУЛЯТОР ТЕМПЕРАТУРЫ С ФУНКЦИЯМИ ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЯ И СНИЖЕНИЯ ПИКОВОЙ НАГРУЗКИ ЭЛЕКТРОСЕТИ

В. П. Гнитиёв, А. Н. Слобожанин, А. Г. Григорьев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: gnitiev@yandex.ru

Разрабатываемое устройство предназначено для сбережения энергии и представляет собой адаптивный регулятор, способный компенсировать влияние дестабилизирующих воздействий, а также прогнозировать затраты энергии на нагрев управляемого объекта и время его осуществления путем определения характеристик управляемого объекта и анализа внешних условий.

Анализируя ситуацию на рынке энергоресурсов и услуг по обеспечению тепловой и электрической энергией, можно прийти к выводу о том, что в нашей стране, как и в зарубежных странах непрерывно происходит рост цены на все виды энергоресурсов, а также тарифов. Очевидно, что решение вопроса энергосбережения, в данном случае может являться способом снижения стоимости и повышения общей эффективности использования энергоресурсов, однако применение таких технологий в нашей стране только начинается.

Типовые системы автоматического регулирования температуры решают только одну задачу – поддержание температуры на заданном уровне без ее программного изменения, что является неэкономичным, существующие системы с программным изменением не обеспечивают точности выхода регулируемого параметра к установленному значению по времени, тем самым возлагая задачу заблаговременного включении на человека, что также снижает экономическую эффективность. Помимо этого системы регулирования с программным изменением регулируемого параметра выполняют регулирования за счет скачкообразного изменения уставки, что приводит к возникновению пиковых нагрузок на систему электропитания и не всегда допустимо, другим следствием этого является возникновения перерегулирования и появления колебаний в системе регулирования.

Предлагаемое к рассмотрению устройство, принципиально отличается от типовых, оно предназначено для решения задачи энергосбережения и представляет собой адаптивный регулятор, способный компенсировать влияние дестабилизирующих воздействий, а также прогнозировать затраты энергии на нагрев и время его осуществления. Основные функции такого регулятора:

- обеспечение необходимого теплового режима;
- программное изменение теплового режима;
- экономия электроэнергии;
- снижение мгновенной нагрузки на систему электропитания.

Разрабатываемое устройство можно рассматривать как адаптивный регулятор, оптимизация параметров которого производится, по характеристикам управляемого объекта. Целью оптимизации является автоматическая настройка регулятора под объект, прогнозирование времени переходного процесса в условиях большой инерционности управляемого объекта для оптимального упреждения включения исполнительного устройства.

Для достижения поставленных целей разработан специализированный алгоритм управления, основывающийся на таких принципах:

 снижение температуры по таймеру на период отсутствия необходимости в ее номинальном значении;

 определение переходной характеристики объекта по его разгонной прямой с целью автоматической настройки регулятора;

• автоматическая подстройка регулятора во время работы;

• коррекция регулирующего воздействия с использованием внешней температуры;

• прогнозирование времени переходного процесса с использованием переходной характеристики для обеспечения необходимой температуры к заданному времени;

 переход от двухпозиционного регулирования к непрерывному, с целью снижения нагрузки на систему электропитания и устранения колебаний значения регулируемого параметра.

Снижение температуры по таймеру на время когда нет необходимости поддерживать ее на комфортном уровне (во время отсутствия людей либо их сна) – главный метод снижения энергозатрат. Реализация этого принципа переводит систему в три возможных режима работы: стационарный пониженной температуры, стационарный комфортной температуры и переходной режим от пониженной к комфортной температуре. В стационарных режимах регулирование осуществляется типовыми методами – с применением ПИ либо ПИД регулятора. Управление в переходном режиме невозможно осуществлять тем же способом, для точного управления процессом в этом режиме требуется использование регулятора с моделью. Этот регулятор использует для моделирования переходную характеристику объекта и значение внешней температуры для коррекции. Имея характеристики объекта, также производится автоматическая оптимальная настройка ПИД регулятора на объект, что реализует второй основополагающий принцип.

Во время работы регулятора постоянно осуществляется проверка достоверности снятых ранее характеристик, и в случае недостоверного их характера производится обновление характеристики. Эта особенность создает возможность саморегулятивной подстройки системы при изменении параметров управляемого объекта, тем самым гарантируя качество управления.

Устройство выполняется с использованием микропроцессора, что снижает его anпаратную сложность, стоимость, при этом повышает его надежность и технологичность производства. Вся обработка данных и реализация алгоритма управления осуществляется на программном уровне, что делает систему еще более гибкой.

Расчет оптимального времени упреждения включения регулятора в переходном режиме производится с использованием переходной характеристики объекта. В общем случае время нагревания объекта до заданной температуры при заданной мощности определяется формулой:

$$t := \frac{Pm}{Pp} \cdot \sum_{\Delta T = \Delta T_n}^{\Delta T_k} \Delta t \ (\Delta T)$$

где t – время нагревания; Pm – мощность нагревателя, при которой снята  $\Delta t(\Delta T)$ ; Pp – заданная мощность в переходном режиме;  $\Delta T_k$  – требуемая разность температур (между уствкой и уличной);  $\Delta T_n$  – текущая разность температур (между текущей и уличной);  $\Delta t(\Delta T)$  – дискретная переходная характеристика объекта. Вычисление коэффициентов оптимальной настройки ПИД регулятора, производится по переходной характеристике объекта с использованием метода настройки по реакции на входной скачок. Суть метода такова: по переходному процессу X(t) определяются to – время транспортного запаздывания; tu – постоянная времени (время согласования); Xy – установившееся значение; R – наклон разгонной кривой dX/dt (макс. скорость изменения X) (рис. 1).



Рис. 1. Визуализация метода настройки ПИД-регулятора

Далее вычисляются коэффициенты усиления для звеньев ПИД-регулятора:

- $K = 1.2/(R \cdot t0)$
- $Kd = 0.4 \cdot t0$
- $Ki = 1 / (2 \cdot t0)$

Структурная схема устройства, реализующая вышеописанные методы приведена на рис. 2. На схеме приведены следующие сокращения в названиях структурных единиц:

ВДТ – внутренний датчик температуры;

НДТ – наружный датчик температуры;

К – коммутатор, (мультиплексор);

УС – устройство согласования;

УУ – устройство усреднения;

БПД – блок проверки достоверности;

ПК – память конфигурации;

ПИД-Р – пропорционально-интегрирующе-дифференцирующий регулятор;

ПР – прогнозирующий регулятор;

ППХ – память для переходной характеристики;

ЧВР – часы реального времени;

РИЭП – резервный источник электропитания;

РУ – ручное управление;

РМ – регулятор мощности;

СК – силовой ключ.

Принцип действия устройства. При помощи датчиков внутренней температуры (ВДТ), производится измерение температуры в разных точках управляемого объекта, после чего результаты усредняются усредняющим устройством (УУ), при этом доступ к датчикам осуществляется мультиплексированно при помощи коммутатора (К), что позволяет использовать только одно устройство согласования (УС). В отличие от цепи измерения внутренней температуры, цепь измерения внешней температуры содержит только один датчик температуры (НДТ) и свою схему согласования. Сигналы, несущие информацию о температуре передаются в блок регуляторов, где при помощи блока проверки достоверности (БПД), проверяется их достоверность. В случае недостоверности, регулятор подает на выход сигнал, определенный в памяти конфигурации (ПК) как аварийный. Если сигналы достоверны, то управление передается регуляторам, среди которых постоянно работает только прогнозирующий регулятор (ПР), а ПИД-регулятор работает только когда активен стационарный режим и его не блокирует прогнозирующий. Кода происходит блокировка ПИД регулятора, регулирующий сигнал берется из памяти конфигурации. Прогнозирующий регулятор постоянно взаимодействует с часами реального времени, так как он ориентируется на временные интервалы. Сформированный сигнал управления подается на коммутатор ручного/автоматического управления, где происходит селекция управляющего сигнала, который идет в блок управления мощностью, где при помощи регулятор мощности (РМ) и силового ключа (СК) осуществляется ограничение мощности нагревательного элемента.



Рис. 2. Полная структурная схема устройства

В настоящее время разработана принципиальная схема, печатная плата, написана управляющая программа на языке Си и изготовлен макет устройства для отладки, проведения испытаний и оценок эффективности использования этого устройства.

На текущем этапе отладки, устройство успешно обеспечивает регулирование в стационарных режимах, оптимально реализует переходной режим. В настоящее время осуществляется оптимизация управляющей программы для экономии вычислительных ресурсов и общего повышения производительности.

По предварительным оценкам, использование такого регулятора позволит сократить расходы электроэнергии, в зависимости от режима работы, на следующие величины:

при снижении температуры на 8 °С на 8 часов в день — 16 %;

при снижении температуры на 8 °С на 10 часов в день – 19 %;

при снижении температуры на 10 °С на 8 часов в день – 22 %;

при снижении температуры на 10 °C на 10 часов в день -25 %.

Если дополнительно использовать другие энергосберегающие технологии по обустройству помещения возможно добиться экономии в 30–35 %.

#### Список литературы и источников

1. ГОСТ 31168-2003 Метод определения удельного потребления тепловой энергии на отопление. – Введ. впервые; дата введ. 14.05.2003. – М.: Стандартинформ, 2003. – 13 с.

2. ООО «Зарелье». Применение интеллектуальных систем управления для энергосбережения в системах отопления [Электронный ресурс] – 2007 г. – Режим доступа: http://www.zarealye.com/?p=5.

3. Бесекерский, В.А.Теория систем автоматического управления / В.А. Бесекерский, Е. П. Попов. – СПб., 2003. – 752 с.

## АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ПОМЕХ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЫ В БИОМЕДИЦИНСКОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

В. В. Евстратько, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: evstrafly@list.ru

Описан способ защиты от помех промышленной частоты посредством адаптивных фильтров, рассмотрена структура и оценено влияние фильтров такого типа на спектр электрокардиосигнала.

В медицине для регистрации биопотенциалов сердца чаще всего используется непосредственное крепление регистрирующих электродов на тело человека. Амплитуда потенциалов сердца на поверхности тела человека не превышает нескольких милливольт. Амплитуда помехи промышленной частоты может достигать единиц вольт в случае близкого расположения обследуемого человека к токоведущим проводникам и силовым агрегатам. В худшем случае отношение сигнал-помеха не превышает 10<sup>-4</sup> [2].

Спектр электрокардиосигнала (ЭКС) находится в пределах 0.05 Гц – 1 кГц [1]. Частота промышленной сети – 50Гц (60 Гц), и, поскольку, частота помехи находится в полосе исследуемого сигнала, применение фильтра-пробки, настроенного на частоту сети, не дает нужных результатов, так как в этом случае теряется часть спектра сигнала.

Потенциал, наводимый на поверхность тела человека в результате сердечной деятельности, является векторной величиной (рис. 1). Это означает, что потенциал на различных участках человеческого тела будет иметь разное направление[1].



Рис. 1. Потенциал, наводимый на поверхность тела человека в результате сердечной деятельности (Вектор А – условное изображение потенциала сердца)

В каждом кардиографическом отведении кардиосигнал регистрируется вычитанием потенциала одного регистрирующего электрода (принятого за отрицательный) из потенциала другого электрода (принятого за положительный) [1]. Это реализуется с помощью дифференциального усилителя (рис. 2). Помеха, наводимая на тело человека, имеет в большей степени электростатический характер, поэтому ее амплитуда и фаза на различных участках тела отличаются мало [2], что приводит к увеличению отношения сигналпомеха на выходе дифференциального усилителя.



Рис. 2. Структурная схема дифференциального усилителя (1 – буферный каскад, 2 – узел вычитания, 3 – усилитель)

КС на выходе дифференциального усилителя:

$$S(t) = (S(t)_{3\pi 1} - S(t)_{3\pi 2}) \cdot K_u,$$
(1)

где  $S(t)_{3n1}$  – потенциал положительного электрода;  $S(t)_{3n2}$  – потенциал отрицательного электрода;  $K_u$  – коэффициент усиления дифференциального усилителя.

Поскольку форма напряжения в сети гармоническая, сигнал помехи на выходе дифференциального усилителя:

$$Q(t) = (A_{m1}\sin\omega t - A_{m2}\sin(\omega t + \varphi)) \cdot K_u,$$
<sup>(2)</sup>

где  $A_{m1}$  – амплитуда помехи на положительном электроде;  $A_{m2}$  – амплитуда помехи на отрицательном электроде;  $\omega$  – частота промышленной сети;  $\varphi$  – разность фаз между мешающими колебаниями на положительном и отрицательном электродах;  $K_u$  – коэффициент усиления дифференциального усилителя.

Как видно из (2) амплитуда помехи на выходе дифференциального усилителя будет иметь нулевое значение в случае равенства амплитуд и фаз мешающих колебаний на положительном и отрицательном электродах, что на практике не реализуемо, поскольку амплитуда и фаза помехи на электродах зависят от положения обследуемого человека в пространстве относительно источника поля (токоведущие проводники, силовые установки и т. д.). Также при малых уровнях сигналов сказывается нелинейность дифференциальных усилителей.

Значительно снизить амплитуду наведенной помехи, и, как следствие, увеличить отношение сигнал-помеха можно применив адаптивный фильтр синфазной помехи, которой в данном случае является помеха промышленной частоты.

Структурная схема дифференциального усилителя с адаптивным фильтром синфазной помехи, включенного в цепь обратной связи, изображена на рис. 3.





В схему дифференциального усилителя дополнительно включаются узел сложения, фазоинвертор, усилитель и фильтр нижних частот (ФНЧ) На вход узла сложения 3 через буферные каскады 1, необходимые для увеличения входного сопротивления, поступает сигнал с положительного и отрицательного регистрирующих электродов. В результате сложения амплитуда ЭКС уменьшается, практически, до нуля (поскольку  $S(t)_{3n1} =$  $= -S(t)_{3n2}$ ), а амплитуда помехи на выходе узла 3 стремится к удвоенному значению амплитуды на каждом отдельно взятом регистрирующем электроде (поскольку  $A_{m1} \approx A_{m2}$ ,  $\varphi \approx 0$ ). Далее, удвоенный по амплитуде сигнал помехи инвертируется и поступает на вход усилителя 5, с выхода которого через ФНЧ 7 поступает на дополнительный электрод, прикрепленный на теле обследуемого. В результате к телу человека прикладывается сигнал помехи, сдвинутый по фазе на 180 градусов, относительно наведенного из сети. После сложения противофазных сигналов значение наведенной помехи будет стремиться к значению:

$$Q'(t) = Q(t)/(2K_u + 1),$$
(3)

где Q(t) и Q'(t) – наведенная помеха при отключенном и подключенном дополнительном электроде;  $K_u$  – коэффициент усиления узла 5.

Как видно из (3), амплитуда наведенной помехи обратно пропорциональна коэффициенту усиления узла 5, что дает возможность, применяя современные операционные усилители, получить коэффициент подавления синфазной помехи до  $10^4$ . Однако для эффективной работы фильтра необходимо, чтобы выполнялось условие  $A_{m1} \approx A_{m2}$ ,  $\phi \approx 0$ , что в реальных условиях зачастую не достижимо.

На рис. 4 изображена структурная схема адаптивного фильтра, который обеспечивает максимальное подавление помехи промышленной частоты, при условии, что ее фаза и амплитуда на положительном и отрицательном регистрирующих электродах не равны.



Рис. 4. Структурная схема дифференциального усилителя с адаптивным фильтром (1 – буферный каскад, 2 – узел вычитания, 3 – узел сложения, 4 – управляемый фазовращатель, 5 – управляемый усилитель, 6 – усилитель узла вычитания, 7 – полосовой фильтр, 8 – детектор, 9 – узел поиска минимума, 10-ФНЧ)

В дифференциальный усилитель с адаптивным фильтром, изображенный на рисунке 4 вместо фазоинвертора на выход узла сложения подключаются два управляемых фазовращателя 4, выходами подключенные к управляемым усилителям 5, которые в свою очередь подключаются к положительному и отрицательному регистрирующим электродам через ФНЧ 10 и резисторы R с большим сопротивлением. Также дополнительно в схему включаются полосовой фильтр 7, входом подключенный к выходу усилителя узла вычитания, выход фильтра подключается ко входу детектора, подключенного выходом к узлу поиска минимума, который осуществляет регулировку блоков 4, 5.

Фильтр работает следующим образом. ЭКС вместе с помехой поступает на вход полосового фильтра 7, настроенного на частоты помехи. Далее отфильтрованный сигнал помехи детектируется в блоке 8 и поступает на вход узла поиска минимума 9. Узел поиска минимума перебирает значения фазы и амплитуды на выходе блоков управляемых фазовращателей и усилителей до тех пор, пока сигнал на выходе детектора не станет минимальным. Таким образом, амплитуда и фаза помехи, возвращенной обратно, подбирается отдельно для положительного и отрицательного электрода до тех пор, пока ее амплитуда не станет на выходе дифференциального усилителя минимальной. К недостаткам данного устройства можно отнести его относительную сложность, однако современная база микроэлектроники позволяет реализовать данное устройство в одном кристалле (ПЛИС, микроконтроллеры и т.д.).

Применение адаптивных фильтров для подавления помех промышленной частоты в биомедицинской электронике позволяет регистрировать ЭКГ высокого разрешения, благодаря малым уровням зашумленности ЭКС. Также, по причине отсутствия фильтров нижних частот и полосовых фильтров, частота среза которых граничит с полосой ЭКС, расширяется рабочий частотный диапазон устройств регистрации.

#### Список литературы и источников

1. Барановский А. Л., Калиниченко А. Н., Манило Л. А. и др.; под ред. Барановского А. Л. И Немирко А. П. Кардиомониторы. Аппаратура непрерывного контроля ЭКГ: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1993. – 248 с.

2. http://www.biosemi.com/publications/artikel3.htm; High quality recording of bioelectric events. 1: interference reduction, theory and practice

3. Автоматизированная система для наблюдения за состоянием больных в отделениях интенсивной терапии // Электроника. – 1974. – № 18.

4. Шакин В.В. Вычислительная электрокардиография. – М.: Наука, 1981. – 167 с.

5. Опыт разработки автоматизированной системы контроля аритмий по элекрокардиосигналу // А.Л. Барановский, А.П. Немирко, Л.В. Сафроников и др. // Техника средств связи. Сер. ОТ. – 1983. – Вып. 3. – С. 38–43.

## ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРОВ ЧАСТИЦ КАПЕЛЬНОГО ОБЛАКА НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ СТЕПЕНИ ПОЛЯРИЗАЦИИ ЛИДАРНОГО СИГНАЛА ДВУКРАТНОГО РАССЕЯНИЯ<sup>1</sup>

А. А. Дорошкевич, В. В. Брюханова, И. В. Самохвалов

Томский государственный университет 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36 E-mail: adoro@sibmail.com

В работе приведены результаты численного моделирования распределения степени поляризации лидарного сигнала двукратного рассеяния от капельных облаков. Обсуждается влияние размеров частиц на распределение степени поляризации лидарного сигнала двукратного рассеяния.

При решении задачи переноса оптического излучения в облаках особый интерес вызывают кристаллические облака. Это объясняется их большой протяженностью и оптической анизотропией, вызванной пространственной ориентацией кристаллических частиц. Существующие методы, как контактные, так и бесконтактные, позволяют определить микроструктуру аэрозольных частиц, в то время как определение ориентации кристаллов в пространстве данными методами затруднено. Значительным шагом в решении задачи определения ориентации кристаллических частиц является метод лазерного поляризационного зондирования, разработанный сотрудниками Томского государственного университета и Института оптики атмосферы СО РАН (г. Томск) [1]. В основу метода положено определение элементов матрицы обратного рассеяния света путем измерения элементов вектора–параметра Стокса лидарного сигнала. По виду этой матрицы и значениям ее эле-

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке Федерального агентства по образованию (АВЦП «Развитие научного потенциала высшей школы», проект № 2.1.1./6939, ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы, ГК № П-264).

ментов можно оценить преимущественную ориентацию кристаллических частиц в исследуемой среде.

Лазерное зондирование оптически плотных атмосферных образований существенно осложнено необходимостью учета вклада многократного рассеяния в лидарный сигнал. Это связано с трудностью, как технической реализации разделения сигналов однократного и многократного рассеяния, так и интерпретации экспериментальных данных. Несмотря на попытки решения данной задачи [3, 4], в настоящее время считать эту проблему решенной нельзя.

В полной мере явление многократного рассеяния света описывается уравнением переноса излучения, которое до сих пор в общем виде не решено. Для решения частных задач используют приближенные методы решения этого уравнения. На практике же для интерпретации результатов лидарных экспериментов, как правило, используется уравнение лазерного зондирования, связывающее мощность принимаемого лидаром излучения с параметрами приемо-передающей системы и с характеристиками рассеивающей среды и полученное в приближении однократного рассеяния. Как следует из [2], во многих практически значимых случаях можно ограничиться моделью лидарного сигнала в приближении двукратного рассеяния [5]. Для описания поляризационных характеристик лидарного сигнала используется векторная форма этого уравнения [6], в которой характеристики среды описываются матрицей обратного рассеяния света.

Известно, что интенсивность лидарного сигнала многократного рассеяния распределена по всему полю зрения приемной системы лидара, в то время как интенсивность лидарного сигнала однократного рассеяния сосредоточена в области, определяемой диаграммой направленности передатчика. Таким образом, в центральной области приемной системы лидара преобладает сигнал однократного рассеяния, в то время как в периферийной зоне приемной системы преобладает сигнал многократного рассеяния.

Разобьем приемную площадку моностатического коаксиального лидара на элементарные концентрические относительно оптической оси кольца малой толщины. Лидарный сигнал можно представить как сумму мощностей, регистрируемых этими кольцевыми зонами. Интенсивность регистрируемого кольцевой зоной излучения равна

$$I(R) = \frac{dP}{dS(R)},$$

где *P* – мощность излучения, регистрируемого приемной системой радиуса *R* площадью *S*. Учитывая малость площади кольцевой зоны, можно считать, что мощность лидарного сигнала определяется суммой элементарных потоков

$$P = \sum_{i=1}^{N} I(R_i) S(R_i) .$$
<sup>(4)</sup>

Используя уравнение, описывающее вектор Стокса лидарного сигнала двукратного рассеяния  $\bar{S}^{(2)}$ , из (4) можно выразить значение вектора Стокса лидарного сигнала двукратного рассеяния в кольцевой зоне малой ширины

$$\vec{S}^{(2)}(R_i) = \frac{\vec{S}^{(2)}(R_i) \cdot S(R_i) - \vec{S}^{(2)}(R_{i-1}) \cdot S(R_{i-1})}{S(R_i) - S(R_{i-1})}$$

Нами был разработан и реализован алгоритм численного моделирования распределения степени поляризации регистрируемого излучения на основе модели лидарного сигнала двукратного рассеяния [6]. Расчеты проводились для случая зондирования модельных облаков С1, С2, С3 [7] излучением с длиной волны 450 нм. На рис. 1 в полярной системе координат представлено распределение степени поляризации лидарного сигнала двукратного рассеяния от облака С1 на длине волны 450 нм в фокальной плоскости приемной системы. В центральной зоне регистрируется излучение, рассеянное в области углов, близких к 180°. Интенсивность однократно рассеянного излучения в этой зоне намного превышает интенсивность двукратно рассеянного излучения. Таким образом, в центре приемной системы лидара степень поляризации определяется преимущественно однократно рассеянным излучением, которое полностью поляризовано. Видно, что вне центральной зоны при линейно поляризованном зондирующем импульсе наблюдаются области выраженной поляризации и деполяризации. При этом деполяризация излучения пренебрежимо мала для углов 0°, 90°, 180° и 270°, а для углов 45°, 135°, 225° и 315° деполяризация существенна. В случае зондирования циркулярно поляризованным излучением преимущественных направлений деполяризации не наблюдается.



Рис. 1. Распределение степени поляризации лидарного сигнала двукратного рассеяния в плоскости регистрации для модели облака С1. Зондирующее излучение с длиной волны 450 нм поляризовано: а) линейно; б) циркулярно

Как следует из рис. 2, в области выраженной деполяризации наблюдается уменьшение деполяризации регистрируемого излучения с глубиной проникновения зондирующего импульса в облако; изменение состояния поляризации зондирующего излучения никак не влияет на значение степени поляризации в области углов выраженной деполяризации.

Рассмотрим влияние размеров частиц на распределение степени поляризации лидарного сигнала двукратного рассеяния в плоскости регистрации.

Известно, что облака С1, С2 и С3 отличаются модальным радиусом и дисперсией распределения частиц по размерам. При этом значения дифракционного параметра Ми

$$\rho = \frac{2\pi a}{\lambda},$$

характеризующего размер аэрозольных частиц a относительно длины волны зондирующего излучения  $\lambda$ , этих облаков связаны следующим соотношением

$$\rho_{C1} > \rho_{C2} > \rho_{C3}$$

Из рис. 3 видно, что чем больше дифракционный параметр Ми, тем больше деполяризация лидарного сигнала двукратного рассеяния.

Для анализа влияния модального радиуса и дисперсии распределения частиц по размерам мы использовали матрицы рассеяния света аэрозольных образований, отличающихся модальным радиусом  $r_0$  или дисперсией  $\sigma$ , рассчитанные по алгоритму [8] для длины волны  $\lambda = 532$  нм.



Рис. 2. Зависимость степени поляризации лидарного сигнала двукратного рассеяния в направлении полярного угла 45° от глубины проникновения импульса в облако С1. Зондирующее излучение с длиной волны 450 нм поляризовано: а) линейно; б) циркулярно



Рис. 3. Зависимость степени поляризации лидарного сигнала двукратного рассеяния для моделей облаков С1, С2, С3. Зондирующее излучение с длиной волны 450 нм поляризовано: *a* – линейно; *б* – циркулярно



Рис. 4. Зависимость степени поляризации лидарного сигнала двукратного рассеяния в направлении полярного угла 45° от: *a* – модального радиуса частиц (*σ* = 0.5 мкм); *б* – дисперсии распределения (*r*<sub>0</sub> = 4 мкм)

Как показывают полученные результаты, с увеличением модального радиуса частиц степень поляризации увеличивается при слабом изменении угла наклона (рис. 4, а). В то же время увеличение дисперсии распределения частиц по размерам при постоянном модальном радиусе приводит к увеличению угла наклона степени поляризации лидарного сигнала двукратного рассеяния (рис. 4, б) вдоль радиуса приемной системы лидара.

229

#### Список литературы и источников

1. Кауль Б.В., Самохвалов И.В. Теория и результаты лазерного зондирования ориентированных кристаллических частиц в облаках // Оптика атмосферы и океана. – 2005.– Т. 18.– № 12. – С. 1051–1057.

2. Креков Г.М., Кавкянов С.И., Крекова М.М. Интерпретация сигналов оптического зондирования атмосферы. – Н.: Наука, 1987. – 173 с.

3. Брюханова В.В., Самохвалов И.В., Абрамочкин А.И., Абрамочкин С.А., Тихомиров А.А. Лидарный сигнал многократного рассеяния от капельных облаков // Оптика атмосферы и океана. – 2003. – Т. 16. – № 9. – С. 773–782.

4. Bissonnette L.R., Roy G., Roy N. Multiple-scattering-based lidar retrieval: method and results of cloud probing // Appl. Opt., 2005, vol. 44, № 26, pp. 5565 5581.

5. Кауль Б. В., Самохвалов И.В. Уравнение лазерной локации атмосферы с учетом двукратного рассеяния. // Изв. вузов. Физика. – 1975. – № 8. – С. 109–113.

6. Кауль Б.В., Самохвалов И.В. Уравнение лазерной локации атмосферы в приближении двукратного рассеяния с учетом поляризационных эффектов // Изв. вузов. Физика. – 1976. – № 1. – С. 80–85.

7. Дейрменджан Д. Рассеяние электромагнитного излучения сферическими полидисперсными частицами. – М.: Мир, 1971. – 165 с.

8. Sergei M. Prigarin. Program PolyMie to calculate optical properties (phase function or matrix, extinction and absorption coefficients) of water droplet clouds // INTAS project 01-0239. [Web-caйт]. Updated: May, 2005. URL: http://osmf.sscc.ru/~smp/INTAS\_01-0239/main.html (дата обращения 17.10.2009).

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВРЕМЕНИ РЕЛАКСАЦИИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ВОДЫ ОТ СКОРОСТИ ПРОТЕКАНИЯ ЧЕРЕЗ МАГНИТНУЮ СИСТЕМУ МАУТ

А. А. Павлова, В. И. Сусляев (научный руководитель)

Томский государственный университет 634050, Томск, пр. Ленина, 36 E-mail: Ray of light@sibmail.com

В работе рассматривается изменение времени релаксации водопроводной воды при воздействии магнитной системы МАУТ. Приведены зависимости изменения времени релаксации от скорости протекания воды через постоянные магниты. Измерения спектров диэлектрической проницаемости проводились с использованием векторного анализатора цепей фирмы Agilent Technologies E8363B. Показана зависимость Δτ от скорости протекания.

Известно, что некоторые виды обработок: магнитная, разрядно-импульсная, электрохимическая, электромагнитная, электрическая, механическая, термическая, акустическая, плазменная, и др. производят физическую активацию воды, изменяющую ее физикохимические свойства и потребительские качества: Наиболее убедительными доказательствами изменения структуры воды считаются: повышение урожайности, упрочнение бетона, улучшение самочувствия больных. Однако в таких экспериментах можно давать только качественную оценку связи свойств воды с производимым воздействием. Физическими исследованиями установлено, что воздействие магнитного поля на воду снижает жесткость и уменьшает накипеообразование, изменяет вязкость, удельное сопротивление, поверхностное натяжение, величину диэлектрической проницаемости (ДП) [1–3]. В научных публикациях отмечается низкая повторяемость результатов, до сих пор не выявлены закономерности связи потребительских свойств с параметрами воздействия: временем экспозиции, напряженностью полей, скоростью протекания жидкости, химическим составом жидкости и др. Следует отметить также, что эксперименты с биологическими объектами, бетонами занимают много времени, когда процессы релаксации за счет теплового движения могут погасить или замаскировать эффект воздействия.

Современные исследования показывают, что нет никаких оснований предполагать реальную возможность возникновения, и тем более длительного сохранения каких-либо изменений под действием относительно слабых, например, магнитных полей в воде, находящейся в состоянии термодинамического равновесия. В связи с этим, вероятно, действие магнитного поля при водообработке может проявиться только в термодинамически неравновесных системах, т.е. системах, находящихся в неустойчивом состоянии. Такая неравновесная система может возникнуть в диамагнитной воде при наличии даже незначительного количества примесей. При этом изменения свойств воды могут быть связаны с образованием некоторых супернадструктурных образований, время жизни которых относительно велико. Появление таких образований зафиксировано экспериментально исследованием лазерного излучения, взаимодействующего с водными растворами электролитов и неэлектролитов[4–6]. Высказано предположение, что эти образования имеют кластерную природу. Появление новых, пусть только относительно устойчивых образований, говорит об изменениях структуры воды в целом.

К параметрам структуры, которые можно определить радиофизическими методами являются: корреляционное число (число ближайших соседей) и энтропия активации. Корреляционное число можно оценить из измеренных значений статической ДП, а изменение энтропии связано со временем релаксации,

$$\Delta S = R \left( \frac{T}{\tau} \cdot \frac{d\tau}{dT} + 1 + \ln \frac{\tau kT}{h} \right),$$

где  $\Delta S$  – изменение энтропии активации, R – газовая постоянная;  $\tau$  – время диэлектрической релаксации; h – постоянная Планка; k – постоянная Больцмана; T – температура в градусах К [7, 8]. Время релаксации определяется из спектров ДП в микроволновом диапазоне электромагнитного излучения по формуле:  $2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot \tau = 1$ , где  $f_p$  – частота, на которой наблюдается максимум мнимой части комплексной ДП.

Приведенная выше формула показывает, что исследование зависимости времени релаксации позволяет получить количественные оценки изменения структуры полярной жидкости при различных воздействиях. Измерение времени релаксации современными измерительными методами может быть произведено достаточно быстро непосредственно после воздействия, а также исследовать процессы возврата к исходному состоянию. Другими слова, исследование времени релаксации может выявить закономерные связи параметров воздействия с потребительскими характеристиками воды и ее физической структурой, что может быть использовано для направленного изменения качественных характеристик полярных жидкостей. Радиофизический метод определения времени релаксации, основанный на исследовании области аномальной дисперсии диэлектрической проницаемости, характеризуемой резкими изменениями действительной и мнимой составляющих, обладает преимуществом перед другими методами. В связи с этим , нами проведено исследование зависимости времени релаксации воды, контактирующей с магнитной системой МАУТ, в микроволновой области частот.

Частотные зависимости диэлектрической проницаемости измерялись с помощью СВЧ-радиоспектроскопа. Основным элементом установки является векторный анализатор цепей фирмы Agilent Technologies E8363B, который работает в диапазоне частот 500 МГц – 40 ГГц. Датчик (slim form) опускается в исследуемую жидкость таким образом, чтобы слой жидкости вокруг него был не менее 5 мм. Исследуемая жидкость заливается в сосуд, который устанавливается на основание специального штатива 85070E–001. Калибровка прибора производится по методике, предложенной фирмой–производителем [4–6].

Система МАУТ (магнитное активирующее устройство томское) создано для первичной очистки воды от железа, в избытке находящегося в природной воде. Магнитная система построена на основе магнитов, расположенных таким образом, чтобы обеспечить оптимальные условия для контакта с протекающей водой. В устройстве МАУТ используются изготовленные по новым технологиям, отобранные и протестированные высокоэнергетические постоянные магниты NdFeB (неодим–железо–бор), запаянные в кожух из нержавеющей стали [4–6].

В качестве объекта исследования была выбрана водопроводная вода, которая в Томске поставляется из подземных водоисточников, в силу своей доступности и достаточно заметной минерализованности. Эксперименты проводились следующим образом. Система МА-УТ подключалась к водопроводу, вода под разным напором протекала через нее. Для отбора проб использовалась полиэтиленовая бутыль, емкостью 0,5 литра. Время наполнения водой фиксировалось секундомером. Затем производились измерения спектра ДП и температуры образца. Далее происходила обработка полученных результатов: по максимуму диэлектрических потерь определялась частота максимума мнимой составляющей ДП. Также измерялись характеристики воды, не прошедшей магнитную установку. Для каждого измерения высчитывалось время релаксации по приведенной выше формуле, затем сравнивалось т необработанной воды и прошедшей через МАУТ. Таким образом, построены зависимости изменения времени релаксации воды от скорости протекания через МАУТ.

На рис. 1 представлены некоторые результаты экспериментов для разных скоростей протекания воды через магнитную систему. Данные зависимости представляет собой сводку за несколько дней измерений, т.е. была произведена выборка для одинакового времени проливания из разных серий экспериментов.

На рис. 2 представлена зависимость отклонения среднего значения изменения времени релаксации от нуля от времени проливания.



Рис. 1. Зависимость изменения времени релаксации воды от времени проливания



Рис. 2. Зависимость отклонения среднего значения изменения времени релаксации от нуля от времени проливания

Проведенные исследования показали повышение времени релаксации при расходе воды 30 л/с, что может быть объяснено появлением в воде более тяжелых кластеров.

Выражаем благодарность за любезно предоставленную магнитную установку МАУТ В.А. Калистратову и Л.Л. Любецкому.

Работа выполнена при частичной поддержке проектами АВЦП № 2.1.1./7142 и № 2.1.1./4513 и государственным контрактом № 8691p/13125.

#### Список литературы

1. Сусляев В.И., Монголина Н.А., Павлова А.А. Изменение удельной проводимости дистиллированной воды при воздействии постоянным магнитным полем // Известия вузов. Физика. – 2006. – № 9. – Приложение. – С. 127–128.

2. Гак Е.З. Гидродинамические эффекты в водных средах в электрических и магнитных полях // Инженерно-физический журнал. – 1982. – Т. XL111. – № 1. – С. 140–153.

3. Санкин Г.Н, Тесленко В.С. Инерционность изменения электропроводности воды в слабых постоянных магнитных полях // Журнал технической физики. – 2000. – Т 70. – Вып. 3. – С. 64–65.

4. Павлова А.А., Сусляев В.И. Радиофизический метод определения изменения потребительских качеств воды, омагниченной системой МАУТ // Материалы 6-ой международной молодежной научно-технической конференции современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ - 2010», 19–24 апреля 2010 г. – Севастополь, 2010. – С. 265.

5. Павлова А.А., Сусляев В.И. Измерения изменения времени релаксации воды, омагниченной устройством МАУТ // Перспективы развития фундаментальных наук: труды VII Международной конференции студентов и молодых учёных. Россия, Томск, 20–23 апреля 2010 г. / под ред. Г.А. Вороновой. – Томск: Изд-во Томс. политехн. ун-та, 2010. – С. 146–148.

6. Павлова А.А., Сусляев В.И. Исследование времени релаксации воды, омагниченной устройством МАУТ // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: ИПК СФУ, 2010. – С. 401–405.

7. Кочеткова Т.Д. Температурные зависимости спектров диэлектрической проницаемости воды и водных растворов спиртов в области релаксации: дис. ... канд. физ.-мат. наук. – Томск: ТГУ, 2003. – 125 с.

8. Шахпаронов М.И. Механизмы быстрых процессов в жидкостях. – М.: Высш. шк., 1980. – 351 с.

### ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОСТРУКТУРЫ ОБЛАКОВ ВЕРХНЕГО ЯРУСА ПО ИЗМЕНЕНИЮ ЭЛЕМЕНТОВ МАТРИЦЫ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ СВЕТА

С. В. Насонов, И. В. Самохвалов (научный руководитель)

Томский государственный университет, ТГУ 634050, Томск, проспект Ленина, 36 E-mail: nsergeyvlad@sibmail.com

В работе кратко описан метод лазерного поляризационного зондирования анизотропных аэрозольных сред. Приведены результаты экспериментальных исследований матриц обратного рассеяния света облаков верхнего яруса.

Облака верхнего яруса (OBЯ), в частности наиболее общая их форма – перистые облака, играют важную роль в радиационном балансе атмосферы нашей планеты, перехватывая исходящее с земной поверхности инфракрасное излучение, и отражая и поглощая приходящее коротковолновое солнечное излучение. Этот факт определяет значительную потребность в изучении и использовании знаний об их природе. Однако перистые облака остаются источником неточности в расчетах климатических моделей, из-за недостатка информации об их микрофизических характеристиках и, следовательно, о радиационных свойствах. Среди проблем требующих решения является оптическая анизотропия кристаллических облаков, вызванная такой особенностью их микрофизики, как пространственная ориентация частиц. Подтверждением наличия преимущественной ориентации кристаллов в ОВЯ является нередко наблюдаемое вокруг Солнца или Луны, оптическое явление, называемое соответственно солнечным или лунным гало.

Фактор ориентированности кристаллов до сих пор практически не учитывается в климатических моделях. Главная причина – отсутствие инструментальных средств определения параметров ориентации несферических частиц в атмосфере и, как следствие, отсутствие количественных данных. Благодаря разработанному методу лазерного поляризационного зондирования [1], можно дистанционно и оперативно получать информацию о микроструктуре OBЯ и ориентации кристаллических частиц. В основу метода положено дистанционное измерение матриц обратного рассеяния света (МОРС) с дальнейшим анализом свойств их симметрии. Анализ накопленных данных показывает, что большинство (~70 %) МОРС, полученных зондированием в зенит, в пределах экспериментальных ошибок имеют вид диагональных матриц. Это свидетельствует о том, что кристаллические частицы облаков либо хаотически ориентированы в пространстве, либо имеют преимущественную ориентацию по зенитному углу, но хаотически ориентированы по углу азимутальному. Такая ориентация характерна при гравитационном осаждении достаточно крупных (более 50 мкм) частиц и при отсутствии иных ориентирующих факторов.

С апреля 2009 г. в лаборатории лазерного зондирования Томского государственного университета проводятся эксперименты по оперативному измерению поляризационных характеристик облаков на модернизированном высотном лидаре [2], который позволяет существенно уменьшить время измерения МОРС. В качестве источника зондирующего излучения используется Nd:YAG лазер, работающий на второй гармонике с длиной волны 532 нм, с частотой следования импульсов 10 Гц и энергией в импульсе 80 мДж. Приемной антенной служит зеркальный объектив, выполненный по схеме Кассегрена, с диаметром главного зеркала 0,5 м и фокусным расстоянием 5 м. Отличительной особенностью поляризационного лидара ТГУ является наличие в нем узла трансформации состояния поляризации, что делает возможным измерения МОРС.

Для экспериментального определения МОРС в атмосферу последовательно посылается излучение лазера с четырьмя различными состояниями поляризации и измеряется состояние поляризации рассеянного назад излучения: регистрируется лидарный сигнал при четырех различных положениях поляризационных элементов приемника. Таким образом, получается 16 высотных профилей интенсивности рассеянного в направлении назад излучения, по которым рассчитываются матрицы размерностью 4×4.

На рис. 1 приведен пример высотных профилей интенсивности обратного рассеяния лазерного излучения, которые определяют компоненты вектора-параметра Стокса лидарного сигнала. По оси *x* обозначена высота в метрах, по оси *y* – суммарное количество одноэлектронных импульсов, приходящих с соответствующей высоты и накопленных системой регистрации за 500 лазерных импульсов. В правой части рисунка приведено пояснение к каждому профилю: матрица – столбец Т характеризует – состояние поляризации передатчика; R – приборный «вектор» приемника.

Экспериментально полученные совокупности профилей интенсивности рассеянного в направлении назад излучения, используются для расчета МОРС. Время измерения 16 профилей интенсивности необходимых для расчета элементов МОРС с погрешность 3-5 %, составляет 6–14 минут, что соответствует накоплению по 200–500 импульсов лазера, при частоте следования импульсов 10 Гц. Зондирование проводилось до высоты 30 км с разрешением 150 м. Из рис. 1 видно, что на высоте 7–9 км наблюдается увеличение интенсивности, что говорит о наличии аэрозольного слоя на данной высоте.



Рис. 1. Высотные профили 2 февраля 2011 г. Местное время измерений 19:58-20:11

В табл. 1 приведен пример МОРС за 2 февраля 2011 г. для «чистой» (фоновой) атмосферы на высоте 4,5 км.

Видно, что МОРС для «чистой» атмосферы имеет диагональный вид. Элементы  $m_{22}$ ,  $m_{33}$  и  $m_{44}$  близки к значению ±0,97, а недиагональные элементы в пределах погрешности измерения равны нулю.

В табл. 2 приведено несколько нормированных МОРС, полученных в различные дни от облачных слоев, находящихся на различных высотах.

Параметром, характеризующим полярную ориентацию частиц, является элемент m<sub>44</sub> нормированной МОРС независимо от наличия или отсутствия азимутальной ориентации [3]. Общая тенденция состоит в том, что по мере группирования больших диаметров частиц возле плоскости перпендикулярной направлению зондирования m<sub>44</sub> принимает все большие отрицательные значения, стремясь к асимптотическому значению, равному –1.

Как показано в [3, 4], элементы  $m_{14}$  и  $m_{41}$  отличны от нуля, если в ансамбле присутствуют асимметричные частицы, но при этом вращательная симметрия ансамбля в целом сохраняется. Этому условию больше всего удовлетворяет МОРС, полученная 21.01.2010 г.

| Таблица | 1 |
|---------|---|
|---------|---|

| Вектор-параметр Стокса |                           |                      |             |   |
|------------------------|---------------------------|----------------------|-------------|---|
| Высота,                | зондирующего              | рассеянного          | Степень     | MOPC  |
| КМ                     | излучения                 | излучения            | поляризации |   |
|                        | $S_0(1, Q_0, U_0, V_0)^t$ | $S(1,Q,U,V)^{t}$     |             |   |
|                        | (1 1 0 0)                 | (1 0,96 -0,02 0,04)  | 0,96        | 1 0.00 0.00 0.03  |
| 4.5                    | (1 -1 0 0)                | (1 -0,97 0,02 0,02)  | 0,97        | 0.00 0.96 -0.08 0.01  |
| 4,5                    | (1 0 0 - 1)               | (1 -0,01 0,03 -0,94) | 0,94        | 0.00 - 0.02 - 0.98 - 0.03                                   |
|                        | (1 0 1 0)                 | (1 -0,09 0,97 -0,03) | 0,98        | $\begin{bmatrix} 0.03 & 0.01 & -0.05 & -0.97 \end{bmatrix}$ |

Таблица 2

|                   | Вектор-пар                | аметр Стокса          |             |   |
|-------------------|---------------------------|-----------------------|-------------|---|
| Высота,           | зондирующего              | рассеянного           | Степень     | MOPC  |
| КМ                | излучения                 | излучения             | поляризации |   |
|                   | $S_0(1, Q_0, U_0, V_0)^t$ | $S(1,Q,U,V)^{t}$      |             |   |
|                   |                           | 19 декаб              | бря 2009 г. |   |
|                   | (1 1 0 0)                 | (1 0,41 -0,21 -0,14)  | 0,48        | $\begin{bmatrix} 1 & -0.08 & 0.22 & -0.07 \end{bmatrix}$      |
| ( )               | (1 -1 0 0)                | (1 -0,57 -0,23 0,00)  | 0,62        | -0.08 $0.49$ $-0.08$ $-0.05$                                  |
| 6,3               | (1 0 0 - 1)               | (1 -0,03 0,08 -0,39)  | 0,40        | -0.22 $0.01$ $-0.58$ $-0.30$                                  |
|                   | (1 0 1 0)                 | (1 -0,16 -0,81 -0,23) | 0,86        | $\begin{bmatrix} -0.07 & -0.07 & -0.17 & -0.32 \end{bmatrix}$ |
| 21 января 2010 г. |                           |                       |             |   |
|                   | (1 1 0 0)                 | (1 0,46 -0,34 -0,25)  | 0,62        | <b>1</b> 0.02 0.35 −0.33                                      |
| 10, 5             | (1 -1 0 0)                | (1 -0,42 -0,37 -0,41) | 0,69        | 0.02 $0.44$ $-0.08$ $-0.08$                                   |
|                   | (1 0 0 - 1)               | (1 0,09 0,01 -0,46)   | 0,47        | -0.35 0.01 $-0.47$ $-0.36$                                    |
|                   | (1 0 1 0)                 | (1 -0,06 -0,82 -0,13) | 0,84        | $\begin{bmatrix} -0.33 & 0.08 & 0.20 & -0.13 \end{bmatrix}$   |
|                   |                           | 4 февра               | ля 2010 г.  |   |
|                   | (1 1 0 0)                 | (1 0,83 -0,12 -0,16)  | 0,86        | $\begin{bmatrix} 1 & 0.15 & -0.17 & -0.07 \end{bmatrix}$      |
|                   | (1 -1 0 0)                | (1 -0,53 0,45 0,02)   | 0,70        | 0.15 0.68 -0.32 0.15  |
| 5,7               | (1 0 0 - 1)               | (1 0,00 -0,46 -0,56)  | 0,73        | 0.17 -0.29 -0.94 0.63   |
|                   | (1 0 1 0)                 | (1 -0,17 -0,78 0,37)  | 0,88        | $\begin{bmatrix} -0.07 & -0.09 & 0.43 & -0.49 \end{bmatrix}$  |
| 2 февраля 2011 г. |                           |                       |             |   |
| 7,95              | (1 1 0 0)                 | (1 0,52 0,20 -0,11)   | 0,57        | 1 0.06 0.25 0.10  |
|                   | (1 -1 0 0)                | (1 -0,64 0,30 -0,09)  | 0,72        | 0.06 0.58 0.13 - 0.01   |
|                   | (1 0 0 - 1)               | (1 0,07 -0,05 0,02)   | 0,09        | -0.25 $0.05$ $-0.52$ $-0.20$                                  |
|                   | (1 0 1 0)                 | (1 0,08 0,27 0,24)    | 0,37        | $\begin{bmatrix} 0.10 & 0.01 & 0.14 & -0.08 \end{bmatrix}$    |

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ: АВЦП (проект № 2.1.1/13333), ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы (ГК № П264).

#### Список литературы

1. Кауль Б.В., Самохвалов И.В. Поляризационные лидарные измерения характеристик атмосферных аэрозолей // Региональный мониторинг атмосферы. Ч. 2. Новые приборы и методики измерений / под общ. ред. М.В. Кабанова. – Томск: Изд-во СО РАН, 1997. С. 34–58.

2. Самохвалов И.В., Стыкон А.П., Кауль Б.В., Шелефонтюк Д.И. Автоматизация измерений матриц обратного рассеяния облаков верхнего яруса на высотном лидаре ТГУ // XVI Международный симпозиум "Оптика атмосферы и океана. Физика атмосферы". – Томск: ИОА им. В.Е. Зуева СО РАН, 2009. – С. 394–396.

3. Кауль Б.В. Симметрия матриц обратного рассеяния света в связи с ориентацией несферических аэрозольных частиц // Оптика атмосферы и океана. – 2000. – Т. 13. – № 10. – С. 895–900.

4. Кауль Б.В., Самохвалов И.В., Трансформация матриц обратного рассеяния света кристаллических облаков при изменении зенитного угла зондирования / Оптика атмосферы и океана. – 2010. – Т. 23. – № 05 – С. 405–411.

## СУТОЧНЫЙ МОНИТОРИНГ ВАРИАБЕЛЬНОСТИ СЕРДЕЧНОГО РИТМА

Т. С. Кононенко, Г. М. Алдонин, С. П. Желудько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26; E-mail: GAldonin@sfu-kras.ru

В работе рассматривается вариабельность сердечного ритма в различных состояниях повседневной деятельности человека и методы оценки его эмоционального состояния по спектральной плотности мощности.

Спектральная плотность мощности (СПМ) кардиоритма характеризует вклад различных периодических составляющих в динамику процесса. Вклад каждой из этих частот в структуру ритма оценивается с помощью графиков зависимости мощности колебаний от их частоты.

При анализе кардиоритма в спектре выделяют три компонента: HF – высокочастотный (0,15–0,4 Гц) – связан с дыхательными движениями и отражает вагусный контроль сердечного ритма или воздействие парасимпатического (тормозящего) отдела вегетативной нервной системы (часть автономной нервной системы, связанная с симпатической (активирующей) нервной системой и функционально ей противопоставляемая); LF – низкочастотный (0,04–0,15 Гц) имеет смешанное происхождение и связан как с вагусным, так и с симпатическим контролем ритма сердца; VLF – очень низкочастотный (меньше 0,04 Гц), происхождение которого связано с подкорковыми влияниями центральной нервной системы (ЦНС) на сердечную деятельность [1].

HF – быстрые волны. Период колебаний от 2 до 6 секунд. Амплитуда быстрых волн зависит от уровня парасимпатических влияний на сердце и поэтому является показателем этого тонуса.

LF – медленные волны первого порядка. Колебания с периодом от 6 до 25 секунд. Амплитуда таких волн в большей степени зависит от уровня симпатических влияния на сердце. Этот показатель связан с модуляцией вегетативных влияний на сердце, характеризует состояние системы регуляции сосудистого тонуса.

VLF – медленные волны второго порядка. Период колебаний от 25 секунд до 5 минут. Амплитуда данных волн тесно связана с психоэмоциональным напряжением. Волны этого диапазона отражают влияния ЦНС на кардиоритм и позволяют судить о функциональном состоянии мозга при психогенной и органической патологии мозга.

Для оценки состояния организма в различных фазах в течение дня проводились суточные записи кардиоритма с помощью монитора МКМ–07, разработанным в лаборатории медицинского приборостроения ИИФиРЭ СФУ [2]. Данные эксперименты приведены на рисунках (рис. 1–9), отражающие различную напряженность и психоэмоциональное состояние.



Рис. 1. Кардиоритм и оценка его СПМ в VLF, LF, HF диапазонах



Рис. 2. Кардиоритм и оценка его СПМ в VLF, LF, HF диапазонах



Рис. 3. Кардиоритм и оценка его СПМ в VLF, LF, HF диапазонах



Рис. 4. Кардиоритм и оценка его СПМ в VLF, LF, HF диапазонах мс $^2 \Gamma \mathfrak{q}$ 



Рис. 5. Кардиоритм и оценка его СПМ в VLF, LF, HF диапазонах



Рис. 6. Кардиоритм и оценка его СПМ в VLF, LF, HF диапазонах



Рис. 7. Кардиоритм и оценка его СПМ в VLF, LF, HF диапазонах



Рис. 8. Кардиоритм и оценка его СПМ в VLF, LF, HF диапазонах

Приведенные фрагменты построены в соответствии с дневником пациента. Приведем совместный график СПМ для оценки влияния волн в различные моменты времени.



Рис. 9. Совместный график СПМ

Из рис. 9 видно, что СПМ увеличивается во всех рассмотренных диапазонах волн, с увеличением времени начиная с вечера ( $21^{00}$ ) до утра и обеда. Лишь один показатель СПМ кардиоритма, записанного в  $9^{30}$ , имеет наименьший уровень во всех длинах волн, это время пациент проводил за персональным компьютером.

ВЫВОД. Анализ кардиоритма позволяет объективно оценивать как общее состояние, так и реакции на стрессовые ситуации, контроль эффективности действия медицинских процедур, лекарственных препаратов, оптимизировать индивидуальный режим.

## Список литературы

1. Баевский Р. М., Иванов Г. Г., Рябыкина Г. Г. Современное состояние исследований по вариабельности сердечного ритма в России // Компьютерная электрокардиография на рубеже столетий: материалы Междунар. симпозиума. – М., 1999. – С. 21–25.

### ОЦЕНКА ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ КАРДИОРИТМА НА ОСНОВЕ ФРАКТАЛЬНОЙ РАЗМЕРНОСТИ

И. К. Латышева, Г. М. Алдонин, В. В. Черепанов (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26; E-mail: GAldonin@sfu-kras.ru

В работе рассматривается методы оценки функционального состояния организма на основе фрактальной размерности, скелетных функций вейвлет-диаграммы кардиоритма при воздействии бальнеологических процедур. Так как гомеостаз человеческого организма основан на циклическом взаимодействие иерархической многоуровневой регуляторной системы жизнеобеспечения, такие высокоорганизованные структуры обладают квазикристаллической симметрией и фрактальной самоорганизацией по принципу масштабно-инвариантного самоподобия. Биопроцессы и биосигналы отражают их структурную организацию, которую можно выявить с помощью вейвлет-анализа.

Вейвлет-преобразование можно использовать для анализа нестационарных процессов, (многие медицинские сигналы нестационарны), вейвлет методы помогают распознавать и обнаруживать ключевые диагностические признаки [1].

В ренормгрупповом подходе вейвлет-преобразования выявляют структуру анализируемого процесса, а скейлинги – масштабную инвариантность или самоподобие в биосигналах. Определяющим показателем таких систем и процессов являются скейлинги скелетоных функций (картины линий локальных экстремумов, выявляющих структуру анализируемых процессов).

Взаимодействие регуляторных систем организма полнее всего отражается в кардиоритме. Скейлинговые характеристики кардиоритма могут служить оценкой функционального состояния организма. Структурную целостность и устойчивость можно оценить, определяя скейлинговые характеристики скелетонов вейвлет-диаграмм и меру их гармоничности, как меру конфликтности их внутренних циклов. [2]

В качестве примера оценим эффект влияния фитобочки с помощью вейвлет преобразования биосигналов. С помощью аппаратно-программного комплекса (АПК) запишем кардиоритм до проведения процедуры (рис. 1).



Рис. 1. Кардиоинтервалограмма до процедуры

Вейвлет-преобразования кардиоинтервалограммы представлено на рис. 2.

По методике [3] построим дерево Кейли и определим фрактальную размерность процесса (рис. 3).



Рис. 2. Вейвлет преобразования кардиоинтервалограммы



Рис. 3. Скелетная функция в виде дерева Кейли

Определим вейвлет-сечения (частоты) по узлам дерева Кейли (табл. 1).

| Номер сечения | Скейленги скелетонов |
|---------------|----------------------|
| 1             | 0,66                 |
| 2             | 0,5                  |
| 3             | 0,54                 |
| 4             | 0,81                 |
| 5             | 0.58                 |

Таблица 1

Сравнение данных до проведения процедуры и после показывает степень влияния бальнеопроцедуры (фитобочки) на состояние организма. Найдем фрактальную размерность дерева Кейли

$$D = \ln \rho / \ln j$$

где  $\rho$  – число узлов с ветвистостью j = 2,3,..., . фрактальная размерность

Изменение фрактальной размерности является результатом влияния на человека различных факторов.

Приведем вышеизложенные расчеты после проведения процедуры в течение 20 мин.

С помощью АПК на базе МКМ-03 запишем кардиоинтервалограмму после проведения процедуры (рис. 4).

Найдем фрактальную размерность, после проведения процедуры: D = 5, 2.



Рис. 4. Кардиоинтервалограмма после процедуры

Вейвлет-преобразования кардиоинтервалограммы после процедуры представлено на рис. 5.

По методике [3] построим дерево Кейли и определим фрактальную размерность процесса (рис. 6).



Рис. 5. Вейвлет преобразования кардиоинтервалограммы записанной после процедуры



Рис. 6. Скелетная функция в виде дерева Кейли

Определим Вейвлет сечения (частоты) по узлам дерева Кейли (табл. 2).

| Номер сечения | Скейленги скелетонов |
|---------------|----------------------|
| 1             | 0,6                  |
| 2             | 0,55                 |
| 3             | 0,56                 |
| 4             | 0,64                 |
| 5             | 0,67                 |

Вейвлет сечения по узлам дерева Кейли

Вывод: Чем выше напряженность в организме тем меньше в кардиоритме проявляется регуляторных волн, т.е. уменьшение фрактальной размерности кардиоритма. Увеличение фрактальной размерности говорит об улучшении общего функционального состояния организма.

#### Список литературы

1. Алдонин Г. М. Контроль и коррекция стрессовых состояний на основе анализа фрактальной структуры кардиоритма // Коррекция гомеостаза организма : сб. науч. тр. – Новосибирск : Наука, 2000. – С. 145–161.

2. Алдонин Г. М., Ноженков Д. И. Вейвлет-анализ гомеостаза // Новые технологии медицины: Коррекция гомеостаза : сб. науч. тр. – Новосибирск : Наука, 2002. – С. 5–6.

3. Олемский А.И., Флат А.Я. Использование концепции фракталов в физике конденсированной среды // УФН. – 1. – 1993. – Т. 163 (№ 12). – С. 6–9.

Таблица 2

## Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

### ПРИМЕНЕНИЕ ЧИСЛЕННЫХ МЕТОДОВ В ПРОЕКТИРОВАНИИ АНТЕННЫХ УЗЛОВ РАДИОЛУЧЕВЫХ СРЕДСТВ ОБНАРУЖЕНИЯ

Н. А. Трефилов, М. В. Чугунов

УлГТУ, г. Ульяновск E-mail: wavem23@rambler.ru

Проанализированы различные численные методы расчета антенных узлов, рассмотрены метод моментов и принципиально новый быстрый метод моментов позволяющий ускорить процесс моделирования и уменьшить количество вычислительных ошибок при моделирование антенн.

В настоящее время в системах охраны важных объектов широкое применение находят радиолучевые средства обнаружения (РЛСО), что обусловлено высокими техническими и обнаружительными характеристиками.

Наиболее важными в конструкции РЛСО можно считать СВЧ-узлы (антенные узлы), так как от их параметров во многом зависит эффективность передачи и приема зондирующих сигналов, что существенно влияет на характеристики обнаружения объектов. К таким узлам в первую очередь относятся антенны и антенно-фидерные устройства, так – как требуют высокотехнологичный подход в процессе разработки. Современные тенденции задают потребность в создании сложных антенных структур в области сверхширокополосного зондирования, антенн фрактального типа. Большое внимание вызвано необходимостью обнаружения объектов с малой эффективной поверхностью рассеивания (человек, беспилотные летательные аппараты и др.) и определения с высокой точностью информативных признаков (направление движения, скорость, распознавание объекта и др.).

Серьезной задачей в цикле разработки РЛСО является определение параметров цели при низко расположенных антеннах, в решение которой необходимо учитывать не только токи в антенне, но и влияние свойств подстилающей поверхности в пределах зоны обнаружения.

Для разработки CBЧ-узлов и антенн в целом все чаще применяются системы автоматизированного проектирования (САПР). Максимальной универсальностью с точки зрения решения таких задач обладают системы High Frequency System Simulator (HFSS), Microwave Studio (MWS), AWR Microwave Office, ADS, FEKO.

Во всех вышеупомянутых САПР используются численные методы решения электродинамических задач (ЭД). Рассмотрим наиболее приемлемые по вычислительным способностям и практически реализованные в современных средах моделирования.

Асимптотические методы, относящиеся к наиболее старым методам, используемым в данной области, из них можно выделить: метод физической оптики и метод геометрической теории дифракции (применяется в FEKO). С математической точки зрения асимптотические методы являются средством для разложения функций, вычисления интегралов и решения дифференциальных уравнений, их точность возрастает по мере приближения некоторого параметра к предельному значению. Применимость теории оптических методов к электродинамическим задачам основана на том, что поток энергии течет вдоль лучей от локализованных рассеивающих участков на объекте. Отражающее свойство сложных тел размером в несколько длин волн можно подсчитать с высокой точностью путем суммирования отдельных независимых отражений, обусловленных зеркально отражающими поверхностями, но точность получаемого с их помощью результата быстро ухудшается по мере отклонения направления рассеяния от направления зеркального отражения. Такие оптические способы решения дают надежные результаты только в тех случаях, когда диаметр или ширина рассеивателя велики по сравнению с длиной волны. метр или ширина рассеивателя велики по сравнению с длиной волны. Также сложности в вычислениях асимптотическими методами возникают, когда часть поверхности имеет вогнутую форму, как например в случае полой сферы, которая часто встречается в реальных конструкциях.

Часто применяются непрямые, сеточные методы решения ЭД задач, для которых модель объекта задаётся системой дифференциальных уравнений в частных производных с заданными краевыми условиями.

Одним из сеточных методов является метод конечных элементов (МКЭ) идея которого заключается в методе взвешенных невязок использующей простые пробные и весовые функции, но не во всей области, а в отдельных подобластях (конечных элементах). Точность решения задачи заключается в использования большого числа конечных элементов (КЭ), при этом КЭ могут быть простой формы и вычисление интегралов по ним не должно вызывать затруднений. Математически переход от метода взвешенных невязок к МКЭ осуществляется с использованием специальных пробных функций, которые также называются глобальными базисными функциями.

К сеточным методам можно отнести конечных разностей во временной области (МКР) Finite Difference Time Domain (FDTD) основная идея метода заключается в замене частных производных их разностными аналогами. В заданной области строится сетка задаваемая конечным множеством узлов. В узлах сетки определяются приближенные значения искомой функции. Проводится замена дифференциального оператора в исходном дифференциальном уравнении разностным аналогом. Если есть граничные условия второго и третьего рода, то для граничного узла с этим условием записывается соответствующая аппроксимация. В результате должна получиться замкнутая система алгебраических уравнений. МКЭ и МКР реализованы в САПР СВЧ-устройств – High Frequency System Simulator (HFSS)).

Оба метода имеют существенную проблему, высокая размерность результирующей системы алгебраических уравнений (несколько десятков тысяч в реальных задачах. Поэтому реализация МКР и МКЭ в составе САПР требует разработки специальных способов хранения матрицы коэффициентов системы и методов решения последней. Проблема существенно заметны, когда размеры рассеивателей велики по сравнению с длинной волны.

Когда плоская электромагнитная волна падает на рассеивающее тело, простое соотношение, существующее между электрическим и магнитным полями плоской волны в свободном пространстве, изменяется за счет токов, наведенных в рассеивающем теле. Эти наведенные токи будут возбуждать вторичные поля как вне, так и внутри тела, при этом должно удовлетворяться граничное условие для тангенциальных составляющих электрических и магнитных полей на поверхности рассеивающего тела.

Во многих практических случаях, как например, в случае поглощающих тел и тел с покрытием, поле не проникает глубоко внутрь рассеивающего тела. В таких случаях задача рассеяния значительно упрощается, так как достаточно решить интегральное уравнение только для области тела, которое должно удовлетворять граничному условию для импеданса на поверхности тела. Это граничное условие заключается в том, что отношение тангенциальных составляющих электрического и магнитного полей на поверхности рассеивающего тела должно быть равно поверхностному импедансу, зависящему от электрических свойств тела.

В таком случае несомненно стоит упомянуть о численном методе – методе моментов (Method of Moments (MOM) [1]), который в некоторой мере исключает проблемные вопросы вышеупомянутых методов решения электродинамических задач. Практическая реализация его внедрена в современных САПР, таких как Microwave Office, ADS, FEKO. Основная идея метода состоит в приведении функциональных уравнений задачи о возбуждении структуры элементарными источниками тока с применением функции Грина к матричным уравнениям, и затем решению матричных уравнений известными способами.

Рассмотрим случай для идеально проводящей поверхности. Задача дифракции электромагнитных волн на идеально проводящей поверхности описывается следующим функциональным уравнением

$$L(j) = e, \tag{1}$$

где *L* – линейный интегральный оператор (интегрирование проводится по поверхности дифракции); *j* – плотность поверхностного тока; *e* – первичное электрическое поле на поверхности дифракции.

Сформулируем решение уравнения (1) методом моментов. Для этого возьмем две системы базисных функций  $\{\varphi_n\}_{n=1}^{+\infty}$  и  $\{\psi_n\}_{n=1}^{+\infty}$ , являющиеся полными в некотором функциональном пространстве.

Разложив неизвестную функцию по базису

$$j = \sum_{m=1}^{N} C_m \varphi_m \tag{2}$$

подставим в (1) и затем обе части полученного соотношения умножим на  $\psi_n$  в пространстве *L2*. В результате получим систему линейных алгебраических уравнений

$$\sum_{m=1}^{N} C_m(L\varphi_m, \psi_m) = (e, \psi_n), \ 1 \le n \le N.$$
(3)

Решив систему (3), найдем коэффициенты  $C_m$  и по уравнению (2) приближенное значение плотности тока, соответствующее заданному числу *N*. Такова суть решения функциональных уравнений при использовании метода моментов.

Однако, при решении задачи излучения и рассеяния волн телами различной формы, которая состоит в необходимости определения поля в области больших электрических размеров. Что в свою очередь связано с необходимостью принятия в расчет элементов подстилающей поверхности, требующие дискретизации больших областей, которые порождает задачи огромной размерности, все вышеупомянутые численные методы малопригодны. В первую очередь из-за накопления вычислительных ошибок при операциях с плавающей запятой, а также внушительные затраты компьютерных ресурсов. Понятие, большие электрические размеры, здесь является относительным, под ним следует понимать то, что длина волны сравнивается с некоторым линейным размером рассеивающего объекта. Такие проблемы ставят ограничения в применении существующих САПР, обусловленное затратами компьютерных ресурсов, а также вытекающим из этого длительным временем анализа СВЧ-устройств.

Одним из возможных способов решения вышеупомянутых проблем в САПР СВЧустройств является применение в качестве численного метода решения ЭД задач быстрого метода моментов (Fast Method of Moments (FMOM))[3], [4].

Этот метод основан на комбинации преобразования систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) с применением матричных разложений, а именно применяя сингулярное paзложение SVD (singular value decomposition) и итерационные методы вычисления коэффициентов матричных уравнений метода моментов, позволяющих найти электрическое поле на поверхности рассеивателя.

Сингулярное разложение SVD матрицы A размером  $M \times N$  имеет вид:

$$A = U \cdot S \cdot V^{T} \tag{4}$$

где U – ортогональная матрица размером  $M \times M$ , V – ортогональная матрица размером  $N \times N$ , S – матрица размером  $M \times N$ , на главной диагонали которой находятся неотрицательные числа, расположенные в порядке убывания, а все недиагональные элементы равны нулю

$$S = diag\{s_1, \dots, s_n\}$$
<sup>(5)</sup>

где *S*<sub>1</sub>,..., *S*<sub>*n*</sub> – сингулярные числа матрицы *A*.

При реализации итерационных методов важную роль играют так называемые подпространства Крылова. Такое подпространство размерности *N*, порожденное базисным вектором  $\{\varphi_n\}_{n=1}^{+\infty}$  и матрицей *A* имеет вид:

$$K_{N}(\varphi, A) \stackrel{def}{=} span\left\{\varphi, A\varphi, A^{2}\varphi, \dots, A^{N-1}\varphi\right\}$$
(6)

Метод на основе подпространств Крылова позволяет решать матричные уравнения метода моментов с более высокими вычислительными показателями и снижает возникновение вычислительных ошибок.

Такая комбинация, заложенная в алгоритме FMOM, дает возможность с малым числом накопленных ошибок решать задачи электродинамики в области больших электрических размеров с незначительными затратами компьютерных ресурсов и с сокращением времени вычисления в сотни раз. Указанный метод справедлив для рассеивателей любой формы, причем к точному решению можно подойти просто наложением граничных условий на достаточно большое число точек. Все это, несомненно, является важным подспорьем на этапе моделирования антенн и СВЧ-устройств при разработке современных РЛСО, а именно создание высокотехнологичных изделий с уникальными параметрами в короткие сроки.

#### Список литературы

1. Harrington R.F. Field Computation by Moment Methods – Malabar – FL: Robert E. Krieger Publishing Co. – 1983.

2. Huang J. and Greengard L. A new version of the fast multipole method for screened coulomb interactions in three dimensions // J. Comput. Physics -180(2):642 - 658 - 2002.

3. Rokhlin V., Engheta N., Murphy W. D., Vassiliou M. S. The Fast Multipole Method (FMM) for Electromagnetic Scattering Problems // Progr. In Electromagnetic Research (PIER) 1996–Vol.12 – P. 37-56.

4. Song L., Konrad A. An Improved Fast Method for Computing Capacitance // IEEE Maribor – Slovenia – September – 18-20, - 2003.

5. Куюмджан "Методы высокочастотной асимптотики" // ТИИЭР. – 1965. – Т. 58, № 8. – С. 994.

# СВЧ-УСТАНОВКА ДЛЯ СУШКИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

#### М. Л. Хабибуллин, М. И. Тухватуллин

#### ФГОУ ВПО Башкирский государственный аграрный университет 450001, Уфа, ул. 50-летия Октября, 34

Применение СВЧ энергии для сушки диэлектрических материалов в наше время является актуальным. СВЧнагрев имеет большие преимущества по сравнению с традиционными методами сушки. При обычных методах сушки в сушильной камере вначале разогревается воздух, который, в свою очередь, соприкасаясь с древесиной, передает ей тепло. При работе СВЧ установки не нужно ждать нагрева всего воздуха в камере. Сушка начинается с первых же мгновений включения установки, разогрев происходит изнутри древесины, следовательно, скорость сушки и качество древесины повышается. СВЧ установка представляет собой рабочую камеру с расположенными на ее боковых поверхностях источников СВЧ энергии и установленным механизмом вращения.

Сушка диэлектрических материалов энергией электромагнитного поля сверхвысокой частоты является перспективным способом сушки, так как не требует расхода электроэнергии на прогрев окружающего воздуха (теплоносителя).

Сверхвысокочастотные электротермические установки применяются во многих отраслях промышленности, в сельском хозяйстве, в химическом производстве, в разработке горных пород и мерзлых грунтов, в дорожном строительстве, в текстильной, деревообрабатывающей, горнодобывающей промышленности, при производстве строительных материалов.

При правильном подборе частоты колебаний электромагнитных волн и параметров CBЧ-камер, где происходит преобразование CBЧ-энергии в тепловую энергию, можно получить относительно равномерное выделение тепла по объему материала. Эффективность преобразования энергии электрического поля в тепло возрастает прямо пропорционально частоте колебаний и квадрату напряженности электрического поля. При этом следует отметить простоту передачи CBЧ-энергии к любому участку нагреваемого тела.

Важное преимущество СВЧ-нагрева – тепловая безынерционность, то есть мгновенное включение и отключение теплового воздействия на обрабатываемый объект.

Достоинством СВЧ-нагрева является высокий КПД преобразования СВЧ-энергии в тепловую энергию, выделяемую в объеме нагреваемых материалов. Тепловые потери в подводящих трактах обычно невелики, и стенки волноводов и рабочей камеры не нагреваются, что создает комфортные условия для обслуживающего персонала.

Важным преимуществом СВЧ-нагрева является возможность осуществления и практического применения новых необычных методов нагрева, например избирательного, равномерного, саморегулирующегося.

В настоящей работе рассматривается один из вариантов СВЧ-установки для сушки диэлектрических материалов, принципиальная схема которой приведена на рис. 1. СВЧустановка представляет собой рабочую камеру с размерами 242х60х60 см, на боковых поверхностях которой в определенной последовательности расположены источники СВЧэнергии мощностью 1 кВт каждый. Источники СВЧ-энергии имеют волноводный вывод энергии, сечением 70х30 мм на частоте 2450 МГц.

Для более эффективной сушки пиломатериалов в рабочей камере установлен вращающийся вал, на который с двух сторон установлены рамы с креплениями для деревянных заготовок. Вращательное движение вала можно осуществлять как в ручном, так и в автоматическом режиме, за счет установленного двигателя.

Для отвода испаряемой влаги в конструкции установки предусмотрены различные патрубки и отверстия для вытяжки и принудительной вентиляции.

Для защиты персонала от электромагнитного поля вокруг СВЧ-установки смонтирован экран из стальной сетки.



Рис. 1. Принципиальная схема СВЧ-установки: *а* – вид сверху; *б* – вид сбоку; 1 – рабочая камера; 2 – источник СВЧ-энергии; 3 – вращающийся вал; 4 – рамы с креплениями для древесных заготовок; 5 – двигатель, обеспечивающий вращательное движение; 6 – механизм для ручного вращения пиломатериалов

Авторами на СВЧ-установке проведены эксперименты по сушке различных пород древесины с целью исследования динамики сушки материала. Влагосодержание древесины определялось с помощью прибора по измерению влажности материалов, влажности и температуры воздуха через равные интервалы времени. Деревянные заготовки, помещенные в СВЧ-камеру и закрепленные на рамах, подвергались нагреву в течение 240 минут. Через каждые 30 минут производились замеры влагосодержания и температуры древесины. На рис. 2 приведены кривые влагосодержания (W,%) и температуры (t,<sup>0</sup> C) древесины в зависимости от времени (t, *минут*)



Рис. 2. Кривые влагосодержания и температуры древесины в процессе СВЧ сушки: *W* – кривая влагосодержания; *T* – кривая температуры

Как видно из рисунка в начальный период времени от 0 до 35 минут влажность уменьшается незначительно. Это объясняется тем, что в начальной стадии процесса сушки энергия электромагнитного поля сверхвысокой частоты в основном расходуется на нагрев древесины, температура внутри материала начинает подниматься, поэтому преобразование незначительно. При достижении температуры внутри образца около 90-100 °C происходит интенсивное преобразование воды в пар, что приводит к увеличению избыточного давления. В результате чего происходит перенос влаги от внутренних слоев к его поверхности. Интервал времени от 35 до 150 минут соответствует процессу равномерного удаления влаги из древесины. После отключения установки процесс уменьшения влажности продолжается до тех пор, пока древесины не остынет до температуры окружающей среды – интервал времени 150–240 минут.

На рис. 3 представлен способ укладки пиломатериалов в камеру и двигатель, обеспечивающий вращательное движение заготовок. Средний удельный расход энергии установки составляет 250–300 кВтч/м<sup>3</sup>, что меньше, чем при сушке классическими методами. Скорость равномерного удаления влаги приблизительно равна 50 грамм/мин или 3 кг/час. Стенки установки выполнены из нержавеющей стали толщиной 2 мм.



Рис. 3. Внешний вид СВЧ установки: *а* – способ укладки пиломатериалов в камеру; *б* – двигатель, обеспечивающий вращательное движение заготовок

Равномерное расположение источников СВЧ энергии на боковых поверхностях камеры и устройство механизма вращения обеспечивают равномерный нагрев пиломатериалов, что в свою очередь сокращает время сушки, не снижая при этом качества получаемой продукции.

Целесообразно использование СВЧ установки для сушки трудно сохнущих пород древесины, например дуба, где требуется высокое качество конечного продукта при малых объемах сушки.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ПОДЛОЖЕК СВЧ РЕЗОНАТОРНЫМ МЕТОДОМ

### А. А. Сенченко, Ю. П. Саломатов (научный руководитель), А. Ф. Копылов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: kopAPh @yandex.ru

Проведены экспериментальные исследования величины относительной диэлектрической проницаемости подложек из поликора, широко используемых для реализации СВЧ устройств. Для этих исследований разработана измерительная конструкция, основным элементом которой является микрополосковый измерительный резонатор, настроенный на частоту 1 ГГи. Резонатор выполнен на тонкой (0.1 мм) лавсановой полложке с собственным значением относительной диэлектрической постоянной около 2. Получены значения коэффициентов укорочения электромагнитной волны в микрополосковой линии передачи. Результаты сравнены с коэффициентом укорочения, полученным на основе паспортного (от производителя) значения относительной иэлектрической проницаемости. Также проведены измерения значения относительной диэлектрической проницаемости ёмкостным (импедансным) методом на приборе Е4991А-002 фирмы Agilent Technologies. Коэффициенты укорочения, полученные при использовании прямоугольного резонатора (среднее значение 2,434), показывают значения относительной диэлектрической проницаемости поликоровых подложек значительно меньшие, чем при использовании паспортных данных (3,1) и измеренных импедансным способом (3,215). Полагается, что такие различия обусловлены тем, авторы проводили измерения в условиях реальной резонансной конструкции (при наличии дополнительных ёмкостных связей резонатора с металлическим основанием помимо измеряемой подложки). Работа выполнена в рамках конкурса научно-методических совместных проектов «Университеты Красноярья» по использованию ресурсов Центров коллективного пользования Сибирского федерального университета в 2009 году, проект №8 «Исследование электрических и магнитных свойств конструкционных диэлектрических материалов для изготовления подложек электронных и антенных устройств СВЧ», приказ ректора СФУ от № 1152 17.09.09.

Несмотря на то, что современной тенденцией в развития микроволновой (СВЧ) техники является массовый переход от гибридных интегральных схем (ГИС) СВЧ к монолитным интегральным схемам (МИС), многие задачи, возникающие при построении СВЧ устройств различного функционального назначения, всё ещё могут быть успешно решены при использовании традиционной техники ГИС СВЧ. Это характерно для СВЧ техники дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн, где размеры элементов длинных линий в свободном пространстве весьма велики, что требует использования в качестве конструктивной основы ГИС СВЧ подложек с достаточно большой величиной относительной диэлектрической проницаемости є, . К таким устройствам можно отнести фильтры [1], согласующие цепи [2], цепи передачи СВЧ-энергии и сигналов [3], а также СВЧ устройства иных, чем радиотехнические, назначений [4]. При проектировании и реализации таких устройств на основе ГИС СВЧ, постоянно возникает задача более или менее точного определения основной характеристики используемых при этом диэлектрических подложек – их относительной диэлектрической проницаемости г. Знание этой величины является ключевым при построении, например, частотноселективных СВЧ-устройств, где даже малые неточности в определении є, (в третьем знаке) приводят к существенному уходу параметров устройств от прогнозируемых. При этом не удается достичь основных расчетных величин этих устройств – полос пропускания, задерживания, требуемых параметров амплитудно-частотных (АЧХ), фазочастотных (ФЧХ) характеристик и характеристик группового времени запаздывания (ГВЗ). В связи с этим, определение относительной диэлектрической проницаемости диэлектрических подложек для ГИС СВЧ является актуальным и в наше время широкого внедрения монолитных СВЧ-схем. Задачей проведенных в настоящей работе исследований явилось измерение относительной диэлектрической проницаемости є, поликоровых подложек для создания частотноселективных устройств, используемых в ГИС СВЧ дециметрового диапазона длин волн.

Современные системы и устройства измерения характеристик диэлектрических подложек в СВЧ-диапазоне, как правило, содержат в своём составе векторные анализаторы СВЧ-цепей, обрабатывающие результаты измерения параметров рассеяния четырехполюсников на СВЧ (так называемая «технология сетевого анализа»). При таком подходе становится непринципиальным, какой именно параметр диэлектрика будет вычисляться (рассчитываться, восстанавливаться из значений матрицы рассеяния) векторным анализатором – комплексная диэлектрическая или магнитная постоянная, или их составляющие; точность измерений при этом составляет единицы процентов в очень широких частотных диапазонах. Однако, эти системы обладают существенным недостатком – они весьма дороги (уровень цен прибора – сотни тысяч долларов), что делает их малодоступными в практическом отношении. В связи с дороговизной измерительных систем, в состав которых входят векторные анализаторы цепей, фирмы – производители измерительной аппаратуры выпускают более дешевые измерители параметров диэлектриков, принцип работы которых характеризуется как «импедансный анализ». Одним из характерных примеров таких измерителей может служить прибор E4991A-002 фирмы Agilent Technologies [5]. Суть импедансного анализа заключается в измерении реактивного сопротивления (проводимости) плоского конденсатора, образуемого цилиндрическими зажимами прибора, с дальнейшим расчетом емкости получившегося конденсатора (поэтому этот метод называют также ёмкостным). При соответствующей обработке результатов измерения, можно получить активную є, и реактивную tgδ составляющие комплексной диэлектрической постоянной измеряемого диэлектрика. Однако, величины погрешностей измерений импедансным (ёмкостным) методом колеблются в широких пределах и могут составлять от 0,1% до 90% в зависимости от величины относительной диэлектрической проницаемости измеряемого диэлектрика и отношения его толщины к величине зазора [5].

Поскольку при реализации СВЧ устройств разработчику требуется знание не самой величины относительной диэлектрической проницаемости подложки  $\varepsilon_r$ , находящейся в его распоряжении, а знание величины коэффициента укорочения электромагнитной волны в линии передачи, реализуемой на этой подложке, можно не измерять напрямую значение  $\varepsilon_r$ , а использовать для практических разработок величину «коэффициента укорочения» электромагнитной волны в линии передачи – это есть величину квадратного корня из эффективной диэлектрической проницаемости  $\sqrt{\varepsilon_{эф\phi}}$ , показывающей, во сколько раз уменьшается длина электромагнитной волны в линии относительно длины в свободном пространстве. Для определения коэффициента укорочения  $\sqrt{\varepsilon_{эф\phi}}$ , на наш взгляд, наиболее эффективен резонаторный способ измерения, основанный на изменения резонансной частоты измерительного резонатора при внесении в систему материала с иными, чем в первоначальной системе, электрическими или магнитными свойствами.

Вначале диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon_{Ag}$  подложек из поликора была определена нами импедансным (ёмкостным) методом с использованием прибора E4991A-002 производителя Agilent Technologies. Результаты показали, что измерения существенно зависят от силы зажима образца в измерительной системе и существенно отличаются от паспортных данных на измеряемые подложки. В связи с этим, было решено выполнить измерения коэффициента укорочения  $\sqrt{\varepsilon_{эф\phi}}$  резонаторным методом вместо измерения величины  $\varepsilon_{Ag}$ .

Для проведения таких измерения была разработана установка, содержащая измерительный резонатор, установленный на основание и прижимаемый тарированным грузом к измеряемой подложке. Резонатор выполнялся по принципу кольцевого для исключения влияния на результаты измерения концевых ёмкостей и был выполнен на фольгированном лавсане ЛФР 50-018 толщиной 0,1 мм и собственной относительной диэлектрической проницаемостью около 2, что существенно ниже ожидаемого значения измеряемой проницаемости (для поликора, по паспортным данным, эта величина должна составлять 9,61). Резонансная частота измерительного резонатора при этом была выбрана равной 1 ГГц (таков частотный предел ёмкостного метода, реализованного в приборе E4991A-002 фирмы Agilent Technologies). Измерения резонансной частоты измерительного микрополоскового резонатора проводились на скалярном анализаторе цепей P2M-04 производства ЗАО «НПФ «Микран» (г. Томск). После размещения резонатора на поликоровой подложке, перед измерениями, на резонатор устанавливали груз (рис. 1).

При проведении измерений груз на резонатор устанавливался таким образом, чтобы резонансная частота была как можно ниже. В этом случае резонатор будет в наибольшей степени равномерно плотно прилегает к поверхности измеряемой подложки и прослойка воздуха между ними становится минимальной. Таким образом, как мы рассчитываем, при данном положении груза на резонаторе получаемое значение резонансной частоты будет наиболее близко к истинному.



Рис. 1. Измерительная установка в сборе: 1 – ноутбук для отображения результатов измерений; 2 – скалярный анализатор цепей Р2М-04; 3 – измерительный макет; 4 – датчик КСВ ДК1-04-01Р; 5 – головка детекторная Д32-04

В ходе измерений были получены зависимость коэффициента передачи и отражения по напряжению от частоты (амплитудно-частотные характеристики – АЧХ) для измерительного резонатора с различной силой прижима. На рис. 2 показаны частотные характеристики измерительного резонатора при установке первого (около 1 кг) груза, на рис. 3 – при установке второго груза (около 2 кг).


Рис. 2. Экспериментальные частотные характеристики измерительного резонатора при установке первого груза (около 1 кг): верхняя кривая – модуль коэффициента отражения; нижняя кривая – модуль коэффициента передачи



Рис. 3. Экспериментальные частотные характеристики измерительного резонатора при установке второго груза (около 2 кг): верхняя кривая – модуль коэффициента отражения; нижняя кривая – модуль коэффициента передачи

Полученные результаты показывают существенные различия в величинах коэффициентов укорочения для трёх значений этой величины: для коэффициента укорочения длины электромагнитной волны в линии  $K_y = \sqrt{\varepsilon_{3\phi\phi}}$ , полученного в настоящей работе резонансным способом  $K_y = \sqrt{\varepsilon_{3\phi\phi}} = 2,434$ , для ожидаемого значения  $K_y^{OX} = \sqrt{\varepsilon_{Ag}} = \sqrt{10,34} \approx 3,215$ , и для коэффициента укорочения, полученного из паспортных данных на подложку  $K_y^{ПАСП} = \sqrt{\varepsilon_r} = \sqrt{9,61} = 3,1$ , который можно считать максимально возможным значением для подложки.

Столь существенная разница в величинах коэффициентов укорочения, вероятнее всего, связана с использованием существенно различных между собой способов измерения относительной диэлектрической проницаемости исследуемого материала. Кроме того, для различных применений измеряются и различные параметры этих материалов – для материаловедческих использований – измерение величины относительной диэлектрической проницаемости величины относительной диэлектрической проницаемости величины относительной диэлектрической проницаемости исследуемого материала. Кроме того, для различных применений измеряются и различные параметры этих материалов – для материаловедческих использований – измерение величины относительной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_r$  (к ним можно отнести паспортные данные по величине  $\varepsilon_r$  и результаты измерения этой же величины прибором Agilent E4991A-002). В этом случае не учитываются конструктивно-технологические и топологические аспекты реализуемых на этих материалах устройств. Для практической реализации устройств на основе используемых диэлектрических материалов измеряют коэффициент укорочения длины электромагнитной волны в линии  $K_y = \sqrt{\varepsilon_{эф\phi}}$ , который в большой степени зависит от конструктивных с использованием прямоугольного резонатора коэффициентах укорочения электромагнитной волны в линии  $K_y = \sqrt{\varepsilon_{э\phi\phi}}$  и ожидаемых  $K_y^{OK} = \sqrt{\varepsilon_{Ag}}$  (паспортных  $K_y^{IACII}$ ) оказывает, на наш взгляд, реальная конструкция использованного нами резонатора.

На наш взгляд, с точки зрения практического использования полученных в настоящей работе данных по определению коэффициента укорочения электромагнитной волны в микрополосковой линии передачи, наши результаты наиболее близки к необходимым для практических расчетов значениям, поскольку получены в результате экспериментального исследования реального микрополоскового резонатора.

### Список литературы

1. Wu C. H. Novel Microstrip Coupled-Line Bandpass Filters With Shortened Coupled Sections for Stopband Extension / C. H. Wu, Y.S. Lin, C.H. Wang, C.H. Chen // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol.54. №2. – P.540–546.

2. Collado C. Dual-Band Planar. Quadrature Hybrid With Enhanced Bandwidth Response / C. Collado, A. Grau, F. De Flaviis // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 2006. Vol.54. №1. – P. 180–189.

3. Li E.S. Designs for Broad-Band Microstrip Vertical Transitions Using Cavity Couplers / E.S. Li, J-C. Cheng, C.C. Lai // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 2006. Vol.54. №1. – P. 464–472.

4. Rosen A. Applications of RF/Microwaves in Medicine (Invite Paper) / A. Rosen, M.A. Stuchly, V.A. Vost // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2002. – Vol.50. № 3. – P. 963–974.

5. Agilent. Solutions for Measuring Permittivity and Permeability with LCR Meters and Impedance Analyzers. Application Note 1369-1.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХМОДОВОГО ПОЛОСКОВОГО ФИЛЬТРА НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ

И. В. Ромашенко, А. М. Сержантов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет 660074, Красноярск, ул. Киренского 26 E-mail: i1ya.88@mail.ru

Исследована конструкция полоскового фильтра на основе двухмодового резонатора на подвешенной подложке, обладающего высокими частотно-селективными свойствами. Показано, что двухмодовый резонатор можно представить как систему двух электромагнитно связанных резонаторов, имеющих одновременно емкостное и индуктивное взаимодействие. Получены аналитические выражения для коэффициентов емкостной и индуктивной связи. Показаны возможности формирования полюсов затухания на амплитудно-частотной характеристике фильтра, значительно улучшающих его частотно-селективные свойства. Показано хорошее согласие теории и эксперимента.

Миниатюрные полосно-пропускающие фильтры являются важнейшими элементами современных радиотехнических систем. Наиболее технологичными и миниатюрными, как известно, являются полосковые и микрополосковые фильтры. В последнее время широко исследуются планарные конструкции двухмодовых и даже трехмодовых резонаторов, позволяющие создавать полюса затухания на амплитудно-частотной характеристике (АЧХ), наличие которых существенно улучшает селективные свойства фильтра. Кроме того, подобные устройства, при прочих равных условиях, имеют меньшие вносимые потери в полосе пропускания. Однако известные в настоящее время конструкции, как правило, характеризуются достаточно большими размерами, а также имеют неширокую полосу заграждения и низкий уровень подавления в ней. Ранее была предложена конструкция фильтра на двухмодовом резонаторе на подвешенной подложке [1], в значительной степени свободная от указанных недостатков, однако подробных исследований ее свойств не проводилось. В настоящей работе продолжено изучение предложенного двухмодового резонатора и фильтра на его основе.

На рис. 1 представлена конструкция исследуемого двухмодового резонатора и его эквивалентная схема на сосредоточенных элементах для первых двух мод колебаний.



Рис. 1. Конструкция двухмодового полоскового резонатора и его эквивалентная схема для первых двух мод колебаний

Полосковый резонатор содержит диэлектрическую подложку 1, подвешенную в металлическом корпусе-экране (для простоты не показан), на обе поверхности которой нанесены полосковые проводники 2-4. Проводник 2 разомкнут на концах и выполнен на одной поверхности подложки в виде шпильки, а проводники 3 расположены на второй поверхности подложки под разомкнутыми концами проводника 2, и они замкнуты на экран смежными концами с одного края подложки. Под центральной частью проводника 2 на второй поверхности подложки расположен дополнительный проводник 4, замкнутый на экран одним концом. Входная и выходная линии передачи подключаются к проводникам 3.

Основные свойства предлагаемого резонатора удобно исследовать с помощью эквивалентной схемы, которая показана на рис. 1 и справедлива для первых двух мод колебаний. Частоты этих мод могут быть выражены через элементы схемы следующим образом:

$$\omega_o == \frac{1}{\sqrt{L_1 C_2 - L_{12} C_2}}, \quad \omega_e = \frac{\sqrt{2C_2 + C_1}}{\sqrt{C_1 C_2 (L_1 + L_{12})}}.$$
(1)

Для рассматриваемого резонатора четную моду  $\omega_e$  можно отождествить с резонансом, соответствующим одинаковому направлению токов в индуктивностях  $L_1$ , а нечетную  $\omega_o$  – встречному направлению. Видно, что частотой  $\omega_e$  можно управлять независимо от  $\omega_o$ , изменяя емкость  $C_1$ , при этом данные частоты могут быть сближены вплоть до их совпадения. Более того, частота четной моды может быть значительно ниже частоты нечетной.

Как известно из теории цепей СВЧ [2] для фильтра второго порядка величина относительной ширины полосы пропускания пропорциональна коэффициенту связи *k*, который можно найти, зная частоты собственных колебаний формирующих полосу пропускания:

$$k = \frac{\omega_o^2 - \omega_e^2}{\omega_o^2 + \omega_e^2}.$$
 (2)

В тоже время для фильтра, резонаторы которого имеют одновременно индуктивное и емкостное взаимодействие, коэффициент связи может быть представлен в виде [3]:

$$k = \frac{k_L + k_C}{1 + k_L k_C} \,. \tag{3}$$

Для представленной эквивалентной схемы, подставив формулу (1) в (2), имеем:

$$k = \left(\frac{L_{12}}{L_1} - \frac{C_2}{C_1 + C_2}\right) / \left(1 - \frac{L_{12}C_2}{L_1(C_1 + C_2)}\right).$$
(4)

Сравнивая (3) и (4) можно получить следующие выражения для коэффициентов индуктивной и емкостной связи:

$$k_L = \frac{L_{12}}{L_1}, \quad k_C = -\frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$
 (5)

Таким образом, предложенный двухмодовый резонатор можно рассматривать как систему двух электромагнитно связанных резонаторов, имеющих индуктивное и емкостное взаимодействие, которые вычитаются друг из друга. Особый интерес представляет ситуация, когда коэффициент индуктивной связи равен коэффициенту емкостной связи. В этом случае полный коэффициент становится равным нулю, а на месте полосы пропускания наблюдается полюс затухания, являющийся точкой компенсации индуктивного и емкостного взаимодействия.

Как показали исследования, наиболее удобным способом управления частотами четной и нечетной моды является изменение длины проводников 3 и ширины проводника 4. Это позволяет управлять как центральной частотой, так и шириной полосы пропускания,. При этом одну и туже величину полосы пропускания можно реализовать для разных типов связи – емкостной и индуктивной.

На рис. 2, *а* представлены рассчитанные в программе *CST Microwave Studio* AЧХ рассматриваемой конструкции для преимущественно индуктивной (сплошная линия) и емкостной (штриховая линия) связи одинаковой величины (|k| = 0.014), соответствующей

полосе пропускания  $\Delta f/f_0 = 2$  %. Фильтр с преимущественно индуктивной связью рассчитан для следующих параметров полосковой структуры: диэлектрическая проницаемость подложки  $\varepsilon = 80$ , ее толщина  $h_d = 0.5$  мм, ширина всех полосковых проводников 2.5 мм, длина полосковых проводников 3 равнялась 7.25 мм, проводника 4 – 8.75 мм, высота «шпильки» 17.75 мм, зазор внутри нее 2.5 мм, расстояние от верхней и нижней поверхности подложки до экрана 4 мм. Точками показана АЧХ при нулевой связи ( $k_L+k_C = 0$ ), в этом случае на месте полосы пропускания находится полюс затухания, являющийся точкой компенсации индуктивного и емкостного взаимодействия. Фильтры отличаются только шириной проводника 4 и длиной проводников 3.



Рис. 2. *а* – АЧХ фильтра при индуктивной (сплошная линия) и емкостной (штрихи) связи. Точки соответствуют отсутствию связи; *б* – теоретические (сплошная и штриховая линия) и экспериментальная (точки) АЧХ

Из представленных зависимостей видно, что в случае преимущественно индуктивной связи на АЧХ вблизи полосы пропускания наблюдаются два полюса затухания, значительно улучшающие частотно-селективные свойства фильтра. На рис. 26 представлена рассчитанная АЧХ предлагаемого двухмодового фильтра в широкой полосе частот (сплошная линия). Видно, что полоса заграждения фильтра достигает почти две октавы, однако уровень затухания в ней сравнительно невысокий.

В ходе исследований было обнаружено, что при введении полоскового элемента 5 (рис. 3), обеспечивающего дополнительную связь между входом и выходом, можно сформировать третий полюс затухания на АЧХ и существенно улучшить селективные свойства фильтра (штриховая линия на рис. 2,  $\delta$  – расчет, точки – эксперимент). Важно отметить, что введение дополнительного полоскового проводника 5 практически не влияет на полосу пропускания фильтра.



Рис. 3. Конструкция двухмодового полоскового фильтра на подвешенной подложке с полосковым проводником дополнительной связи 5 и фотография изготовленного макета фильтра

Полоса пропускания изготовленного макета фильтра составила  $\Delta f/f_0 = 2$  %, а минимальные потери в полосе пропускания  $L_{min} = 2$  дБ. Видно хорошее соответствие расчетных и экспериментальных данных.

Как известно, увеличение количества резонаторов является одним из наиболее эффективных способов улучшения селективных свойств фильтров. На рис. 4 представлена рассчитанная АЧХ потерь на прохождение полосно-пропускающего фильтра на основе пары каскадно-соединенных посредством кондуктивной связи двухмодовых резонаторов, аналогичных описанному выше. Фильтр имеет относительную ширину полосы пропускания  $\Delta f/f_0 = 2$  % (по уровню –3 дБ) с центральной частотой  $f_0 = 0.5$  ГГц. Минимальные потери в полосе пропускания составили  $L_{min} = 2.2$  дБ.



Рис. 4. Расчетная АЧХ полосно-пропускающего фильтра четвертого порядка на основе пары каскадно-соединенных двухмодовых резонаторов

Видно, что на АЧХ фильтра симметрично относительно полосы пропускания расположены два полюса затухания, значительно улучшающие селективные свойства фильтра. Фильтр имеет протяженную полосу заграждения (около двух октав по уровню -60 дБ) и высокий уровень подавления в ней.

Таким образом, в работе исследована конструкция полоскового фильтра на основе двухмодового резонатора на подвешенной подложке. Получены аналитические выражения для коэффициентов емкостной и индуктивной связи двух мод колебаний в предложенной конструкции фильтра, позволяющие объяснить природу особенностей на его АЧХ. Предложен способ формирования дополнительного полюса затухания на амплитудно-частотной характеристике фильтра, значительно улучшающий его частотно-селективные свойства. Изготовленный макет однорезонаторного фильтра показал хорошее согласие теории и эксперимента.

#### Список литературы

1. Лексиков А.А., Сержантов А.М., Сухин Ф.Г. Полосковые резонаторы на подвешенной подложке и фильтры на их основе // Изв. вузов. Физика. – 2010. – № 9/2. – С. 219–221.

2. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1. – М.: Связь, 1971.

3. Беляев Б.А., Тюрнев В.В. Частотно-зависимые коэффициенты связи микрополосковых резонаторов // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1992. – Вып. 4(448). – С. 23–27.

## ПРИЕМНЫЙ МОДУЛЬ L-ДИАПАЗОНА ВЕРТОЛЁТНОГО ПАССИВНОГО ПЕЛЕНГАТОРА

#### А. С. Поздняков, А. С. Артюх (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж) 394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а E-mail: Artyukh@list.ru

В статье представлены результаты разработки приемного модуля L-диапазона лопастной активной фазированной антенной решетки вертолётного пассивного пеленгатора. Обоснована структурная схема модуля, рассмотрено назначение основных элементов.

Использование вертолётов в неблагоприятных метеоусловиях определяет актуальность применения радиолокационных станций (РЛС) для обеспечения выполнения стоящих перед экипажем задач при соблюдения требуемой безопасности полётов. Использование радаров на вертолётах позволяет в условиях плохой видимости (дождь, туман, задымление) в любое время суток получать информацию о морских, наземных и воздушных объектах, о грозовых фронтах, о препятствиях и рельефе местности при полёте на малой высоте, «видеть» радиолокационную карту местности в широком диапазоне дальности. Кроме того, радиолокационные системы на несколько порядков повышают скорость обзора пространства по сравнению с тепловизионными и оптическими системами [1].

В условиях боевых действий по излучению вертолётной РЛС возможно раннее радиолокационное обнаружение вертолёта средствами ПВО противника. Учитывая, что в состав практически всех круглосуточных и всепогодных зенитно-ракетных комплексов (ЗРК) входят РЛС обнаружения и целеуказания, работающие преимущественно в Lдиапазоне [2], на военном вертолёте целесообразно использовать пассивную систему определения местоположения РЛС ЗРК по их излучению. Вертолётный пассивный пеленгатор позволит скрытно определить местоположение ЗРК противника и применить по нему управляемое оружие. Соответственно, рабочий диапазон пассивной радиолокационной системы должен соответствовать рабочему диапазону РЛС обнаружения и целеуказания ЗРК средней дальности.

Известно, что разрешающая способность антенны РЛС определяется размерами апертуры и рабочей длиной волны. Существенное увеличение разрешающей способности вертолётного пассивного пеленгатора L-диапазона можно получить, разместив антенну, выполненную в виде активной фазированной антенной решетки (AФAP), на несущем винте вертолёта. Для компенсации фазовых ошибок, возникающих при колебании лопастных антенных модулей в полёте, применяется нелинейно-дифракционный способ фазирования. Особенностью такого способа является использование вспомогательного амплитудно-модулированного излучения, зависимость интенсивности которого от пространственных координат и времени совпадает с зависимостью от тех же аргументов поля плоской электромагнитной волны. В качестве вспомогательного излучения используется суперпозиция сферических волн двух вспомогательных облучателей, которые устанавливаются на одной из лопастей. Для выделения переменной составляющей интенсивности каждый модуль лопастной АФАР должен содержать антенну вспомогательного излучения, усилитель, квадратичный детектор, фильтр [3].

Приёмный модуль L-диапазона лопастной AФAP с нелинейно-дифракционным фазированием содержит (рис. 1): приёмную антенну основного излучения (А), защитное устройство (ЗщУ), полосовой фильтр (ПФ), малошумящий усилитель (МШУ), аттенюатор (Атт), смеситель (См), антенну приёма вспомогательного излучения (ВА), детектор (Д), первый фильтр (Ф1), настроенный на рабочую частоту  $\Omega$ , второй фильтр (Ф2), настроенный на частоту  $2\Omega$ . Сигналы со всех приемных модулей поступают на процессор предварительной обработки (ППО), расположенный на несущем винте вертолёта, затем информация о местоположении излучающего объекта через вращающееся сочленение поступает в устройство обработки (УО), находящееся в корпусе вертолёта.



Рис. 1. Структурная схема приемного модуля лопастной активной фазированной антенной решетки

В приемном модуле лопастной AФAP с помощью вспомогательной антенны, амплитудного детектора и первого фильтра осуществляется выделение биений, частота которых соответствует рабочей частоте  $\Omega$  вертолётного пассивного пеленгатора, а фаза содержит информацию о фазировании. При обработке сигнала от излучающего объекта, принятого антенной основного излучения, биения используются в качестве гетеродинного сигнала. Гетеродинный сигнал смешивается в смесителе с принимаемым сигналом от объекта и поступает во второй фильтр, на выходе которого формируется сигнал на промежуточной частоте, равной удвоенной рабочей частоте  $2\Omega$  вертолётного пассивного пеленгатора.

Антенна приема основного излучения представляет собой микрополосковую спиральную антенну, способную принимать излучение круговой поляризации в относительно широком диапазоне волн.

В лопастной АФАР требуемый уровень боковых лепестков (УБЛ) достигается за счет оптимального неэквидистантного распределения приемных модулей в излучающем раскрыве [4]. Кроме того, УБЛ можно снизить за счет переменного амплитудного распределения, плавно уменьшающегося от центра к краям раскрыва. Переменное амплитудное распределение в приемных модулях лопастной АФАР формируется с помощью аттенюаторов Атт. Аттенюатор приемного модуля лопастной АФАР возможно построить на интегральной микросхеме HRF-AT4510, при этом будет обеспечиваться переключение ослабления с шагом 0,5 дБ в пределах 0...15,5 дБ [5].

Малошумящий усилитель МШУ и защитное устройство ЗщУ конструктивно подобны устройствам, изложенным в [5]. МШУ состоит из двух частей: МШУ-1 и МШУ-2. МШУ-1 выполнен на основе гибридной интегральной схемы, имеющей коэффициент шума 1,0 дБ при коэффициенте передачи 20 дБ. Коэффициент шума МШУ-1 с учетом потерь в элементах приемного тракта, установленных перед МШУ, составляет 2,3 дБ. МШУ-2 реализован на основе интегральной микросхемы SGA-8343. При коэффициенте шума 2,4 дБ его усиление составляет 18 дБ в середине диапазона. Общий коэффициент шума приемного канала модуля составляет 2,4 дБ. Динамический диапазон этого канала определяется в основном точкой компрессии МШУ-2 на уровне -1 дБ, которая составляет 9 дБ.

Защитное устройство ЗщУ содержит микрополосок длиной  $\lambda/4$ , выполненный на поликоровой подложке и нагруженный с обоих концов импедансами pin-диодов. Для

снижения времени срабатывания во второй ступени защитного устройства используется встречно-параллельное включение pin-диодов с барьером Шоттки.

Одной из важных частей АФАР является система встроенного контроля, обеспечивающая проверку и поддержание параметров приемных модулей в требуемых пределах при эксплуатации. Рассматривается система контроля, основанная на использовании одной или нескольких выносных контрольных антенн. Для проверки лопастной АФАР контрольная антенна подключается к источнику контрольного сигнала, а контрольный приемник – к выходу лопастной АФАР.

Таким образом, разработан вариант построения приемного модуля L-диапазона лопастной AФAP с нелинейно-дифракционным фазированием пассивной вертолётной радиолокационной системы. Данный модуль способен принимать радиоволны круговой поляризации и не требует применения фазовращателя для установки управляемой фазы при обработке принятого сигнала.

### Список литературы

1. Авиация BBC России и научно-технический прогресс. Боевые комплексы и системы вчера, сегодня, завтра / Под ред. Е. А. Федосова. – М.: Дрофа, 2005.

2. Кислюк В., Тарчуков О. Зенитные ракетные комплексы стран НАТО // Зарубежное военное обозрение. – 1996. – № 7. – С. 23–26.

3. Артюх А.С. Лопастная активная ФАР вертолётной БРЛС // Вестник ИрГТУ. – 2007. – № 1 (29). – С. 51–52.

4. Артюх А.С. Статистический синтез излучающего раскрыва лопастной активной фазированной антенной решетки / А.С. Артюх, А.В. Леньшин, Ю.И. Маевский // Антенны – 2010. – № 5. – С. 4–8.

5. Верба В.С. Обнаружение наземных объектов. Радиолокационные системы обнаружения и наведения воздушного базирования. – М.: Радиотехника, 2007.

## К ВОПРОСУ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МОЩНОСТИ ГАРМОНИЧЕСКОГО ТОКА В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ

Р. С. Мосейчук, А. Ф. Копылов (научный руководитель), Н. А. Алексеева (научный руководитель)

> Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 60074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: kopAPh @yandex.ru

В работе приведен подробный вывод выражений для определения мощности гармонического тока в случае, когда ток и напряжение цепи выражены в комплексной форме. Показано, какие сочетания комплексных амплитуд токов и напряжений, а также комплексно сопряженных с ними величин, соответствуют активной и реактивной мощностям гармонического тока. Вывод может быть полезен при изучении дисциплин «Основы теории цепей», «Теоретические основы электротехники», и других, входящих в соответствующий комплекс дисциплин.

При изложении материала по дисциплине «Основы теории цепей» и родственным ей дисциплинам («Теоретические основы электротехники», «Основы электротехники и электроники») и тому подобных, у внимательного читателя возникает вопрос о строгости в получении выражений, описывающих мощность гармонического тока в комплексной форме. Этот вопрос возникает не случайно. При его подробном рассмотрении оказывается, что получение строгого решения для комплексной мощности обходят стороной как авторы современных учебников и учебных пособий [1–4], так и основоположники теории электрических цепей и электротехники [5]. Во всех этих источниках [1–5], в тех или иных

модификациях, дается результирующая формула для определения мощности гармонического тока в комплексной форме  $\dot{P}$  через комплексные амплитуды тока в цепи  $\dot{I}_m$  и напряжения на ней  $\dot{U}_m$  и комплексно сопряженные с ними величины  $\overset{*}{I}_m$  и  $\overset{*}{U}_m$ :

$$\dot{P} = P + j \cdot Q = \frac{1}{4} \cdot \left\{ \dot{U}_{m} \cdot \overset{*}{I}_{m} + \overset{*}{U}_{m} \cdot \dot{I}_{m} \right\} + j \cdot \frac{1}{4 \cdot j} \cdot \left\{ \dot{U}_{m} \cdot \overset{*}{I}_{m} - \overset{*}{U}_{m} \cdot \dot{I}_{m} \right\} =$$

$$= \frac{1}{4} \cdot \left\{ 2 \cdot \dot{U}_{m} \cdot \overset{*}{I}_{m} \right\} = \frac{1}{2} \cdot \left\{ \dot{U}_{m} \cdot \overset{*}{I}_{m} \right\} = \dot{U}_{\square} \cdot \overset{*}{I}_{\square}$$
(1)

где  $\dot{P}$  – комплексная мощность в цепи гармонического тока, [BA]; P – активная мощность в цепи гармонического тока, [BT]; Q – реактивная мощность в цепи гармонического тока, [Bap];  $\dot{I}_m$  и  $\ddot{I}_m$  – комплексная амплитуда и сопряженная с ней величина тока в цепи (ветви схемы), для которой определяется мощность, [A];  $\dot{U}_m$  и  $\ddot{U}_m$  – комплексная амплитуда и сопряженная с ней величина тадения напряжения на цепи (ветви схемы), для которой определяется мощность, [A];  $\dot{U}_m$  и  $\ddot{U}_m$  – комплексная амплитуда и сопряженная с действующим значением комплексной амплитуды тока цепи (ветви), для которой определяется мощность, [A];  $\dot{U}_{\mu}$  – действующее значение комплексной амплитуды падения напряжения на цепи (ветви схемы), для которой определяется мощность, [A];  $\dot{U}_{\mu}$  – действующее значение комплексной амплитуды падения напряжения на цепи (ветви схемы), для которой определяется мощность, [A];  $\dot{U}_{\mu}$  – действующее значение комплексной амплитуды падения напряжения на цепи (ветви схемы), для которой определяется мощность, [A];  $\dot{U}_{\mu}$  – действующее значение комплексной амплитуды падения напряжения на цепи (ветви схемы), для которой определяется мощность, [B].

Для подтверждения этого выражения (1), авторы осуществили его подробный вывод, положив ток в цепи равным  $i(t) = I_m \cdot \sin(\omega \cdot t)$ , а напряжение равным  $U(t) = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)$ . Мгновенное значение мощности гармонического тока P(t) при этом будет равно:

$$P(t) = [I_m \cdot U_m] \cdot [\sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)].$$
<sup>(2)</sup>

Или в виде, содержащем сумму мгновенной поглощаемой мощности  $P_{\text{погл}}(t)$  и мгновенной поступающей на реактивные элементы мощности  $Q_{\text{пост}}(t)$ :

$$P(t) = \frac{U_m \cdot I_m}{2} \cdot \cos\varphi \cdot \left[1 - \cos\left(2 \cdot \omega \cdot t\right)\right] + \frac{U_m \cdot I_m}{2} \cdot \sin\varphi \cdot \sin\left(2 \cdot \omega \cdot t\right) =$$

$$= P_{\Pi O \Gamma J I}(t) + Q_{\Pi O C T}(t) = P \cdot \left[1 - \cos\left(2 \cdot \omega \cdot t\right)\right] + Q \cdot \sin\left(2 \cdot \omega \cdot t\right)$$
(3)

Полного эквивалента выражению (3) в комплексной форме авторам подобрать не удалось из-за неполного соответствия комплексных изображений исходным гармоническим функциям. Такое несоответствие возникает, когда появляется необходимость физической интерпретации комплексных операторов вращения вида  $e^{j\cdot\omega t}$  и  $e^{j\cdot2\cdot\omega t}$ , появляющихся при преобразованиях синусоидальных функций времени тока, напряжения и мощности. В частности, при изображении гармонических множителей в выражении (3), оператор вращения  $e^{j\cdot2\cdot\omega t}$  может изображать как синусоидальный множитель  $\sin(2\cdot\omega \cdot t)$ , так и косинусоидальный множитель  $[1-\cos(2\cdot\omega \cdot t)]$ . Это приводит к неоднозначности в изображении в области комплексной переменной исходных гармонических функций. По этой причине при преобразовании функций времени (3) в комплексную форму приходится опускать гармонические множители и преобразовывать только активную P и реактивную Q мощности.

Преобразование активной составляющей *P* комплексной мощности *P* цепи гармонического тока дает четыре возможных варианта выражений для активной мощности через комплексные и сопряженные с ними токи и напряжения:

$$P = \frac{1}{4} \cdot \left\{ \dot{U}_{m} \cdot \dot{I}_{m} + \ddot{U}_{m} \cdot \dot{I}_{m} \right\}; P = \frac{1}{4} \cdot \left\{ \dot{U}_{m} \cdot \ddot{I}_{m} + \ddot{U}_{m} \cdot \ddot{I}_{m} \right\};$$

$$P = \frac{1}{4} \cdot \left\{ \dot{U}_{m} \cdot \dot{I}_{m} + \ddot{U}_{m} \cdot \ddot{I}_{m} \right\}; P = \frac{1}{4} \cdot \left\{ \dot{U}_{m} \cdot \ddot{I}_{m} + \ddot{U}_{m} \cdot \dot{I}_{m} \right\}.$$
(4)

В результате подстановки в каждое из выражений (4) величин  $\dot{I}_m$ ,  $I_m$ ,  $\dot{U}_m$  и  $U_m$ , выраженных через их реальные и мнимые составляющие, получается:

$$P = \frac{1}{4} \cdot \left\{ \dot{U}_m \cdot \dot{I}_m + \dot{U}_m \cdot \dot{I}_m \right\} = \frac{1}{2} \cdot \left\{ \operatorname{Re} \left[ \dot{U}_m \right] \cdot \operatorname{Re} \left[ \dot{I}_m \right] + j \cdot \operatorname{Im} \left[ \dot{I}_m \right] \cdot \operatorname{Re} \left[ \dot{U}_m \right] \right\},$$
(5)

$$P = \frac{1}{4} \cdot \left\{ \dot{U}_m \cdot \ddot{I}_m + \ddot{U}_m \cdot \ddot{I}_m \right\} = \frac{1}{2} \cdot \left\{ \operatorname{Re}\left[ \dot{U}_m \right] \cdot \operatorname{Re}\left[ \dot{I}_m \right] - j \cdot \operatorname{Im}\left[ \dot{I}_m \right] \cdot \operatorname{Re}\left[ \dot{U}_m \right] \right\},\tag{6}$$

$$P = \frac{1}{4} \cdot \left\{ \dot{U}_m \cdot \dot{I}_m + \overset{*}{U}_m \cdot \overset{*}{I}_m \right\} = \frac{1}{2} \cdot \left\{ \operatorname{Re} \left[ \dot{U}_m \right] \cdot \operatorname{Re} \left[ \dot{I}_m \right] - \operatorname{Im} \left[ \dot{U}_m \right] \cdot \operatorname{Im} \left[ \dot{I}_m \right] \right\},$$
(7)

$$P = \frac{1}{4} \cdot \left\{ \dot{U}_m \cdot \overset{*}{I}_m + \overset{*}{U}_m \cdot \dot{I}_m \right\} = \frac{1}{2} \cdot \left\{ \operatorname{Re}\left[ \dot{U}_m \right] \cdot \operatorname{Re}\left[ \dot{I}_m \right] + \operatorname{Im}\left[ \dot{U}_m \right] \cdot \operatorname{Im}\left[ \dot{I}_m \right] \right\},$$
(8)

где  $\operatorname{Re}[\dot{I}_m]$ ,  $\operatorname{Im}[\dot{I}_m]$  – действительная и мнимая части комплексной амплитуды тока цепи (ветви);  $\operatorname{Re}[\dot{U}_m]$ ,  $\operatorname{Im}[\dot{U}_m]$  – действительная и мнимая части комплексной амплитуды напряжения на цепи (на ветви), для которой определяется мощность.

Первое (5) и второе (6) уравнения этой системы не могут быть выражениями для нахождения активной мощности P в цепи гармонического тока, так как в составе этих выражений есть мнимая составляющая. Третье (7) уравнение системы допускает получение отрицательной мощности, не обусловленной несовпадением направлений тока и напряжения в цепи (ветви):  $-\text{Im}[\dot{U}_m] \cdot \text{Im}[\dot{I}_m]$ . Всем физическим соображениям для выражения активной мощности P соответствует только четвертое (8) уравнение: это уравнение не содержит мнимых составляющих, и не содержит элементов, допускающих появления отрицательной мощности, не обусловленной несовпадением направлений тока и напряжения в цепи (ветви).

Аналогичное выполненному выше (4), преобразование можно осуществить для реактивной составляющей Q комплексной мощности  $\dot{P}$ . Преобразование реактивной составляющей Q комплексной мощности  $\dot{P}$  цепи гармонического тока также дает четыре возможных варианта выражений для реактивной мощности через комплексные и сопряженные с ними токи и напряжения:

$$Q = \frac{1}{4 \cdot j} \cdot \left\{ \dot{U}_m \cdot \dot{I}_m - \overset{*}{U}_m \cdot \dot{I}_m \right\}; \ Q = \frac{1}{4 \cdot j} \cdot \left\{ \dot{U}_m \cdot \overset{*}{I}_m - \overset{*}{U}_m \cdot \overset{*}{I}_m \right\};$$

$$Q = \frac{1}{4 \cdot j} \cdot \left\{ \dot{U}_m \cdot \dot{I}_m - \overset{*}{U}_m \cdot \overset{*}{I}_m \right\}; \ Q = \frac{1}{4 \cdot j} \cdot \left\{ \dot{U}_m \cdot \overset{*}{I}_m - \overset{*}{U}_m \cdot \dot{I}_m \right\}.$$
(9)

В результате подстановки в каждое из выражений (9) величин  $\dot{I}_m$ ,  $I_m$ ,  $\dot{U}_m$  и  $U_m$ , выраженных через их реальные и мнимые составляющие, получим:

$$Q = \frac{1}{4 \cdot j} \cdot \left\{ \dot{U}_m \cdot \dot{I}_m - \overset{*}{U}_m \cdot \dot{I}_m \right\} = \frac{1}{2 \cdot j} \cdot \left\{ -\operatorname{Im}\left[\dot{U}_m\right] \cdot \operatorname{Im}\left[\dot{I}_m\right] + j \cdot \operatorname{Im}\left[\dot{I}_m\right] \cdot \operatorname{Re}\left[\dot{U}_m\right] \right\}, \quad (10)$$

$$Q = \frac{1}{4 \cdot j} \cdot \left\{ \dot{U}_m \cdot \overset{*}{I}_m - \overset{*}{U}_m \cdot \overset{*}{I}_m \right\} = \frac{1}{2 \cdot j} \cdot \left\{ \operatorname{Im} \left[ \dot{U}_m \right] \cdot \operatorname{Im} \left[ \dot{I}_m \right] + j \cdot \operatorname{Im} \left[ \dot{U}_m \right] \cdot \operatorname{Re} \left[ \dot{I}_m \right] \right\},$$
(11)

$$Q = \frac{1}{4 \cdot j} \cdot \left\{ \dot{U}_m \cdot \dot{I}_m - \overset{*}{U}_m \cdot \overset{*}{I}_m \right\} = \frac{1}{2} \cdot \left\{ \operatorname{Im} \left[ \dot{I}_m \right] \cdot \operatorname{Re} \left[ \dot{U}_m \right] + \operatorname{Im} \left[ \dot{U}_m \right] \cdot \operatorname{Re} \left[ \dot{I}_m \right] \right\},$$
(12)

$$Q = \frac{1}{4 \cdot j} \cdot \left\{ \dot{U}_m \cdot \ddot{I}_m - \ddot{U}_m \cdot \dot{I}_m \right\} = \frac{1}{2} \cdot \left\{ -\operatorname{Im}\left[\dot{I}_m\right] \cdot \operatorname{Re}\left[\dot{U}_m\right] + \operatorname{Im}\left[\dot{U}_m\right] \cdot \operatorname{Re}\left[\dot{I}_m\right] \right\}.$$
(13)

Проанализируем уравнения (10)–(13), полученные для реактивной мощности Q в комплексной форме, с точки зрения их физической логики. Уравнения (10) и (11) не могут выражать реактивную мощность, так как они содержат, наряду с реактивными, и активные составляющие, а это физически невозможно. Выражение (12), хотя и не содержит действительных составляющих, как это было ранее в выражениях (10) и (11), и, на первый взгляд, может выражать реактивную мощность Q, также не подходит на эту роль. Уравнение (12) не позволяет реактивной мощности принимать отрицательные значения, а это неизбежно случится при изменении реактивного характера сопротивления цепи с активно-индуктивного на ёмкостно-индуктивный. Последнее уравнение (13) соответствует всем критериям выражения, которое может определять реактивную мощность Q: оно содержит только реактивные составляющие и может иметь различные знаки в зависимости от характера реактивности сопротивления цепи.

Таким образом, в результате подбора выражения для изображения активной мощности P из возможных вариантов (5)–(8), удовлетворяющим физическому смыслу этой мощности оказывается изображение (8), а для изображения реактивной мощности Q из возможных вариантов (10)–(13) удовлетворяющим физическому смыслу этой мощности оказывается выражение (13). Комплексная мощность  $\dot{P}$  цепи гармонического тока при этом будет определятся выражением:

$$P + j \cdot Q = \frac{1}{4} \cdot \left\{ \dot{U}_{m} \cdot \overset{*}{I}_{m} + \overset{*}{U}_{m} \cdot \dot{I}_{m} \right\} + j \cdot \frac{1}{4 \cdot j} \cdot \left\{ \dot{U}_{m} \cdot \overset{*}{I}_{m} - \overset{*}{U}_{m} \cdot \dot{I}_{m} \right\} =$$

$$= \frac{1}{4} \cdot \dot{U}_{m} \cdot \overset{*}{I}_{m} + \frac{1}{4} \cdot \overset{*}{U}_{m} \cdot \dot{I}_{m} + \frac{1}{4} \cdot \dot{U}_{m} \cdot \overset{*}{I}_{m} - \frac{1}{4} \cdot \overset{*}{U}_{m} \cdot \dot{I}_{m} = \frac{1}{2} \cdot \dot{U}_{m} \cdot \overset{*}{I}_{m} = \dot{U}_{A} \cdot \overset{*}{I}_{A}$$

$$(14)$$

Полученные в настоящей работе выражения для комплексной мощности  $\dot{P}$  цепи гармонического тока (14), её активной P (8) и реактивной Q (13) составляющих, полностью совпадают с имеющимися в литературе [1–3] результатами (1), но получены в результате строго вывода и показывают справедливость этих выражений. Результатом выполненной работы авторы считают описание процесса вывода указанных результирующих выражений для активной, реактивной и комплексной мощности цепи гармонического тока.

#### Список литературы

1. Основы теории цепей: учеб. для вузов / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. – 5-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.

2. Попов В.П. Основы теории цепей: учеб. для вузов спец. «Радиотехника». – М.: Высш. шк., 1985. – 496 с., ил.

3. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. – М.: Энергия, 1969. – 424 с.

4. Афанасьев Б.П., Гольдин О.Е., Кляцкин И.Г., Пинес Г.Я. Теория линейных электрических цепей. учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов. – М.: Высш. шк., 1973. – 592 с., ил.

5. Круг К.А. Основы электротехники. Изд. 4-е, перераб. Утв. Комитетом по высшему техническому образованию при ЦИК СССР в качестве основного учебного руководства для энергетических втузов. Объединенное научно-техническое изд-во глав. ред. энергетической литературы, 1936. – 888 с., ил.

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНТЕННЫ ПРИЕМНОГО МОДУЛЯ ВЕРТОЛЁТНОЙ АФАР

#### А. А. Морозов, А. С. Артюх (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж) 394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а E-mail: Artyukh@list.ru

В статье представлены результаты разработки антенны приемного модуля лопастной активной фазированной антенной решетки вертолётного пассивного пеленгатора с помощью программы Microwave Office. Определен тип антенны, её размеры, рассчитана диаграмма направленности.

Радиолокационные станции (РЛС) на вертолётах используются для повышения безопасности полётов и определения координат объектов в условиях ограниченной видимости. Использование РЛС при ведении боевых действий может привести к раннему обнаружению вертолета противником, исходя из чего целесообразно применение пассивного пеленгатора для обнаружения местоположения РЛС зенитно-ракетных средств противника по их излучению. Размещение антенны пассивного пеленгатора, выполненной в виде активной фазированной антенной решетки (АФАР) на несущем винте вертолёта, позволяет получить высокую разрешающую способность системы по угловым координатам [1].

Антенна приемного модуля лопастной АФАР должна принимать радиоволны любой поляризации, работать в широком диапазоне частот, иметь высокую точность изготовления и воспроизводимость характеристик, малые габариты и массу. Наиболее рационально использовать микрополосковые антенны (МПА).

За последние два десятилетия МПА приобрели популярность благодаря ряду преимуществ, вытекающих из особенностей конструкции. Типичная конструкция МПА представляет собой тонкую (порядка десяти микрон) плоскую проводящую пластину определенной формы, размещенную на диэлектрическом слое – подложке, ограниченном снизу проводящей экранной плоскостью больших, чем у пластины размеров. Основное требование к материалу подложки – малые потери, характеризуемые тангенсом угла потерь. Пластины МПА чаще всего имеют прямоугольную или круглую форму, однако принципиально возможна произвольная форма с известной резонансной частотой. Выбором формы пластины можно как существенно улучшить согласование МПА с фидерной линией, так и реализовать круговую поляризацию излучения. Возбуждение МПА осуществляется как прямым гальваническим контактом с микрополосковой линией или коаксиальным зондом, так и неконтактным методом – электромагнитной связью через отверстие в экранной плоскости.

Одним из недостатков МПА является их узкополосность. Расширение полосы пропускания за счет использования более толстых подложек имеет ограниченные возможности, так как при этом создаются условия для возникновения поверхностных волн, резко снижающих эффективность антенны, поэтому широко используется способ увеличение рабочей полосы частот за счет применения согласующих цепей или пластин сложной формы [2].

Разработке антенных устройств должен предшествовать их полный синтез и анализ. Решать эти задачи позволяют компьютерные программы моделирования. В 1998 году компания AppLied Wave Research (AWR) представила интегрированный пакет Microwave Office. Он позволяет промоделировать в течении нескольких минут то, на что раньше при использовании других систем автоматизированного проектирования (САПР) уходили часы. Microwave Office дешевле их и позволяет получать более точный результат. Microwave Office включает в себя два модуля: Voltaire XL – пакет моделирования линейных и нелинейных схем; EMSight – система трехмерного электромагнитного моделирования. Высокая скорость анализа в пакете Voltaire XL является следствием того, что система уравнений формируется непосредственно из схематического представления без дополнительного преобразования списка соединений схемы в файл. В результате пользователи имеют возможность настраивать и оптимизировать параметры схем в режиме реального времени. Модуль Voltaire XL включает общирную библиотеку (более 450) элементов. Сюда входят полосковые, микрополосковые, компланарные и другие элементы.

В случаях, когда правильная модель используемого устройства отсутствует, пользователи могут обратиться к пакету EMSight для проведения полного электромагнитного анализа. EMSight представляет собой графическую среду для быстрого анализа электромагнитного поведения различных структур, которые встречаются в высокочастотных интегральных схемах, CBЧ - микросхемах, MПА. Мощные графические возможности системы EMSight позволяют наблюдать цветное трехмерное анимационное изображение токов ВЧ, что позволяет получить новое представление о поведении CBЧ структур. Кроме того, имеется широкий набор «традиционного» представления расчетных данных, таких как диаграммы, графики в прямоугольной и полярной системах координат, таблицы данных [3].

Исходя из предъявляемых требований к антенне приемного модуля лопастной АФАР, при помощи Microwave Office разработана микрополосковая антенна в виде плоской двухзаходной спирали Архимеда. Вид антенны представлен на рис. 1.



Рис. 1. Внешний вид МПА

Основным достоинством спиральных антенн является свойство принимать и излучать поля круговой поляризации в широком диапазоне частот. Плоские спирали используются в диапазоне частот 0.2–18 ГГц. Для частот более 2 ГГц их изготавливают по технологии СВЧ, что позволяет миниатюризировать антенны и унифицировать их основные узлы. Преимущества печатных спиралей и антенных решеток из них – малые габаритные размеры, масса и стоимость при высокой точности изготовления и воспроизводимости характеристик, а также возможность работы при малых и средних уровнях мощности. Такая спиральная антенна обладает двух- и более кратным перекрытием по рабочему диапазону волн. Нижняя граничная рабочая длина волны определяется максимальным диаметром спирали, а верхняя – устройствами возбуждения и диметром входа спирали.

Широкополосность разработанной антенны может быть увеличена за счёт усложнения конструкции путем использования связанных излучающих элементов, один из которых является пассивным. Это так называемые «двухэтажные антенны», в которых второй резонатор возбуждается полем излучения «нижнего этажа». Металлические полоски, параллельные неизлучающим кромкам МПА, улучшают согласование с питающим кабелем и расширяют рабочую полосу. Наконец, резонансную частоту МПА можно перестраивать с помощью управляемых активных элементов – диодов.

Рассматриваемая антенна разработана для работе на частоте 8 ГГц. В качестве подложки предлагается использовать стеклотекстолит с  $\mathcal{E}$  =2.3 толщиной 4.5 мм, а проводник представляет собой медную пластину. На рис. 2 представлено окно программы Microwave Office с изображением спиральной антенны, точки питания и подложки. На рис. 3 диаграмма направленности полученной антенны в полярной системе координат.







Рис. 3. Диаграмма направленности спиральной антенны

268

Таким образом, используя САПР Microwave Office, разработана микрополосковая спиральная антенна приемного модуля лопастной АФАР вертолётного пассивного пеленгатора. Спиральная антенна диаметром 120 мм предназначена для работы на частоте 8 ГГц и имеет ширину диаграммы направленности порядка 80°.

#### Список литературы

1. Артюх А.С. Статистический синтез излучающего раскрыва лопастной активной фазированной антенной решетки / А.С. Артюх, А.В. Леньшин, Ю.И. Маевский // Антенны. – 2010. – № 5. – С. 4–8.

2. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / Д. И. Воскресенский, В. И. Степаненко, В. С. Филиппов и др. Под ред. Д. И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2003.

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

## СПОСОБЫ УЛУЧШЕНИЯ КРОССПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ РАЗВЯЗКИ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

#### Е. Ю. Узолин

ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнева» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина 52 E-mail: Armilion@sibmail.com

Рассмотрены основные способы увеличения кроссполяризационной развязки бортовых зеркальных антенн. Приведены описания различных конструктивных исполнений антенн для увеличения кроссполяризационной развязки. Определены основные требования к конструкциям антенн, выявлены их недостатки и проведено сравнение.

В настоящее время в связи с постепенно возрастающим спросом на услуги спутниковой связи и передачи данных в бортовых антеннах космических аппаратов всё чаще применяется двукратное использование частотного диапазона для увеличения пропускной способности ретрансляционного оборудования. Это возможно посредством приёма или передачи сигналов с ортогональной поляризацией, например, линейной горизонтальной и вертикальной или круговой левой и правой поляризациями. Но при таком режиме работы антенны возникает проблема качества или чистоты сигнала, так как имеет место паразитное явление в антеннах – появление сигнала ортогональной поляризации при линейной поляризации и противоположного направления вращения при круговой поляризации. Такой сигнал так же называют кроссполяризационным. В последнее время стали предъявляться всё более жёсткие требования к так называемой кроссполяризационной развязке (КПР), то есть требуется, чтобы уровень кополярного (основной поляризации) сигнала превышал уровень кроссового сигнала на 27-30 дБ в любой точке зоны обслуживания (30). Существует несколько способов достижения такого малого уровня кроссполяризационного сигнала. Рассмотрим эти способы применительно к зеркальным (рефлекторным) антеннам, являющихся одним из основных типов антенн, применяемых на космических аппаратах.

В случаях, когда необходимо обеспечить высокие значения КНД антенны, низкие уровни боковых лепестков ДН, часто используют офсетную схему исполнения конструкции антенны. Из-за особенностей размещения антенн на спутнике чаще используется однозеркальная офсетная схема. В такой конструкции облучатель, располагаясь в фокальной области рефлектора, вынесен из его апертуры для исключения его «затенения» им и эле-

ментами его опорной конструкции и своей оптической осью направлен в центральную область его поверхности. При такой конструкции распределение кроссполяризационных токов по рефлектору получается зеркально симметричным только относительно плоскости его симметрии и уровень кроссполяризационного сигнала в ортогональной плоскости в области края зоны обслуживания значительно увеличивается по сравнению с антенной осесимметричной конструкции – в пространстве появляются два «горба» кроссовой ДН того или иного уровня в зависимости от типа используемого облучающего устройства и геометрических параметров рефлектора. В таких антеннах для уменьшения уровня кроссовой ДН используют конические гофрированные гибридномодовые рупоры (рис. 1). Гибридномодовые конические рупоры с гофрированной внутренней структурой имеют низкие уровни кроссполяризации (ниже минус 35 дБ относительно максимума сигнала основной поляризации) и обладают высокой степенью осевой симметрии ДН в широкой полосе частот, что при высоких требуемых значениях кроссполяризационной развязки позволяет их использовать как собственно антенны при широких ЗО круглого поперечного сечения, так и в качестве облучателей зеркальных антенн, к поляризационным свойствам которых предъявляются высокие требования [1]. Но у таких рупоров есть несколько недостатков – большая из-за наличия гофров масса по сравнению с обычным коническим рупором и сложность в изготовлении. Кроме того, даже их использование не гарантирует низкие уровни кроссовой ДН антенны однозеркальной офсетной схемы исполнения, так как на уровень кроссовых токов влияет форма поверхности рефлектора.



Рис. 1. Гофрированный конический гибридномодовый рупор

Добиться уменьшения кроссполяризационного сигнала можно увеличением отношения F/D, где F – это фокусное расстояние рефлектора, а D – диаметр его апертуры. То есть необходимо увеличивать фокусное расстояние по отношению к диаметру. При этом условии уровни высокочастотных кроссполяризационных токов, текущих по поверхности рефлектора, будут уменьшаться по сравнению с кополярными, формирующими поле основной поляризации. Соответственно будут уменьшаться и уровни максимумов кроссового сигнала. Но для реализации такой антенны необходима достаточно крупногабаритная, а, следовательно, и массивная силовая конструкция, объединяющая рефлектор и облучатель с необходимой точностью. В связи с этим такую антенну достаточно сложно закомпоновать на космическом аппарате. Пример подобной антенны приведён на рис. 2.

Следующим способом увеличения кроссполяризационной развязки является использование двухзеркальных конструкций антенн по схеме Грегори (рис. 3). Двухзеркальные антенны могут иметь как осесимметричное (при этом может использоваться и схема Кассегрена), так и офсетное исполнение. При такой конструкции антенны в результате двойного переотражения от рефлекторов: основного и вспомогательного, – кроссовые токи значительно ослабляются, что улучшает кроссполяризационную развязку до 30 дБ и выше. Но такие антенны также как длиннофокусные имеют один недостаток – высокие массогабаритные характеристики.



Рис. 2. Длиннофокусная однозеркальная антенна



Рис. 3. Двухзеркальная антенна офсетной схемы Грегори

Наиболее перспективным способом улучшения кроссполяризационной развязки является использование в конструкции антенны рефлектора с дихроичной структурой (рис. 4). Подобная антенна состоит из двух облучателей, каждый из которых облучает один из двух рефлекторов, расположенных один перед другим и объединённых соединительной конструкцией. Фронтальный (ближний к облучателю) рефлектор, конструктивно представляя собой регулярную структуру из набора параллельных в проекции на апертуру проводников, отражает поле одной из поляризаций, например линейной горизонтальной, но в то же время с малыми потерями пропускает сигнал ортогональной поляризации ко второму – тыльному рефлектору. В такой конструкции не обязательно иметь для рефлекторов высокое отношение F/D и массивный гибридномодовый облучатель – улучшение кроссполяризационной развязки обеспечивается дихроичной структурой. Рефлекторы данных антенн изготавливаются из достаточно прочных ультралёгких материалов. В результате антенна при небольших массогабаритных показателях обеспечивает требуемые высокие значения кроссполяризационной развязки.



Рис. 4. Рефлекторы антенн с дихроичной структурой производства Alenia Spazio (Италия) [2]

Проведя сравнительный анализ, исходя из того, что антенна тем лучше для использования на борту космического аппарата, чем легче и меньше по габаритам, при обеспечении требуемого уровня кроссполяризационной развязки в зоне обслуживания, можно сделать вывод, что антенна с применением дихроичной структуры рефлектора является наиболее перспективной конструкцией. Подобную антенну ввиду небольшой массы и меньших в сравнении с другими конструкциями антенн габаритных размеров предпочтительней использовать с точки зрения компоновки полезной нагрузки на космическом аппарате.

На текущий момент нет антенн с дихроичной структурой российского производства, прошедших лётную квалификацию. Из всех предприятий космической отрасли наибольшим заделом в данной области обладает ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва», где имеется опыт в проектировании и изготовлении образцов подобных антенн, а также технологическая база для отработки технологии производства и радиотехнических характеристик.

#### Список литературы

1. Л.Д. Бахрах, Г.К. Галимов. Зеркальные сканирующие антенны. Теория и методы расчета. – М.: Наука, 1981.

2. KA BAND REFLECTOR TECHNOLOGY DEVELOPMENTS AT ALENIA SPAZIO M. Milano, D. Bresciani, A. Meschini, A. Cella De Dan, F. Poscente; ALENIA SPAZIO S.p.A.-Via Saccomuro, 24 – 00131 Rome – ITALY, ALENIA SPAZIO S.p.A.- Via Pile,60 – 67100 L'Aquila – ITALY.

## РАСЧЕТ ВОЛНОВОДНОГО МУЛЬТИПЛЕКСЕРА КИ-ДИАПАЗОНА

#### А. Н. Колегов

ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнева» 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина 52 E-mail: Aleksaurus@ya.ru

Приведен расчет основных геометрических параметров волноводного мультиплексера Ки-диапазона с применением средств электромагнитного моделирования. В качестве канальных фильтров использовались идеальные шестизвенные полосовые фильтры (представленные матрицами связи) с двумя отрицательными связями. 272

Для передачи нескольких СВЧ-каналов через одну антенну в связных космических аппаратах в большинстве случаев используются мультиплексеры, состоящие из двухмодовых эллиптических фильтров, которые расположены на общем волноводе. В настоящее время применение таких мультиплексеров отечественного производства затруднительно ввиду отсутствия точных методик расчета и сложности настройки мультиплексеров с числом каналов более двух.

Расчет такого типа мультиплексеров состоит из синтеза канальных фильтров на соответствующие частоты, расчета межцентровых расстояний каналов и расстояния до короткозамыкателя. Синтез двухмодовых фильтров с эллиптической АЧХ проводится по стандартным методикам, а межканальные расстояния (при разветвлении волновода в Еплоскости) и расстояние до короткозамыкателя рассчитываются по формуле:

$$L = m\lambda_g/2,\tag{1}$$

где m — минимально возможное целое число, обусловленное механической реализуемостью;  $\lambda_g$  — длина волны в волноводе на центральной частоте канала, прилегающего к рассчитываемому волноводу со стороны общего порта [1].

Однако эта формула не учитывает реактивности вносимые каналами в общий волновод, поэтому приходится подбирать требуемые размеры экспериментально исходя из рассчитанных. При настройке мультиплексера в сборе приходится проводить подстройку каждого канала с помощью винтов связи и настроечных винтов первого резонатора каждого фильтра. Также необходима подстройка входных связей, что требует изменения конструкции фильтров.

Применение средств электромагнитного моделирования для оптимизации параметров всего устройства не предоставляется возможным ввиду нехватки компьютерных ресурсов из-за геометрической сложности модели. Поэтому будет проведена оптимизация комбинированной схемы, состоящей из идеальных фильтров, представленных в виде матриц связи шестизвенного фильтра с двумя нулями передачи и волноводных разветвителей в Е-плоскости, соединенных отрезками волноводов, начальные длины которых выбраны с учетом (1). Блок-схема полученного комбинированного четырехзвенного мультиплексера показана на рис. 1. Нормированные матрицы связи для всех канальных фильтров идентичны и рассчитаны на полосу пропускания 40 МГц. Исходные коэффициенты матрицы связи представлены в табл. 1.

Таблица 1

|   | 0       | 1       | 2       | 3       | 4       | 5       | 6       | 7       |
|---|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| 0 |         | 1.18813 |         |         |         |         |         |         |
| 1 | 1.18813 | 0       | 1.02501 |         | -0.0026 |         |         |         |
| 2 |         | 1.02501 | 0       | 0.67073 |         |         |         |         |
| 3 |         |         | 0.67073 | 0       | 0.56016 |         | -0.2944 |         |
| 4 |         | -0.0026 |         | 0.56016 | 0       | 0.83712 |         |         |
| 5 |         |         |         |         | 0.83712 | 0       | 0.98182 |         |
| 6 |         |         |         | -0.2944 |         | 0.98182 | 0       | 1.18813 |
| 7 |         |         |         |         |         |         | 1.18813 |         |



Рис. 1. Блок-схема комбинированного четырехканального мультиплексера

После просчета данной схемы до оптимизации были получены частотные зависимости S-параметров показанные на рис. 2. Как видно из характеристик, рассчитанные значения расстояний требуют значительной корректировки.

Была проведена параметрическая оптимизация всех межканальных расстояний, расстояний от общего волновода до каждого фильтра и от короткозамыкателя до ближнего канала. Оптимизация проводилась методом Пауэлла до получения переходных характеристик каналов, приближенных к требуемым.



Рис. 2. Частотные зависимости четырехканального мультиплексера до оптимизации

В процессе оптимизации были получены частотные зависимости показанные на рис. 3. Значение обратных потерь на общем порту составило не менее -15 дБ в полосах пропускания каналов.



Рис. 3. Частотные зависимости четырехканального мультиплексера после начальной оптимизации

Дальнейшая настройка мультиплексера состояла из нескольких этапов. Сначала были оптимизированы значения первых пяти параметров крайних канальных фильтров (входной связи  $M_{01}$ , межрезонансной связи  $M_{12}$ , связи между первым и вторым резонатором  $M_{23}$  и коэффициентов настройки первого и второго резонанса  $M_{11}$  и  $M_{22}$ ). Затем настраивались по три параметра центральных каналов ( $M_{01}$ ,  $M_{12}$  и  $M_{23}$ ). При настройке каждого канала также оптимизировались и длины отрезков волноводов от общего волновода до фильтров.



Рис. 4. Частотные зависимости четырехканального мультиплексера после оптимизации

После нескольких циклов такой оптимизации были получены окончательные характеристики, которые показаны на рис. 4. Уровень обратных потерь на общем порту составил менее -27 дБ. При этом весь процесс оптимизации занял не более трех часов.

#### Список литературы

1. Levy R. Analytical design of contiguous multiplexers // MTTS International Microwave Symposium Digest 99.3. – 1999. – P. 899–902.

## УПРАВЛЯЕМЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ НА МАГНИТНОЙ ПОДЛОЖКЕ

К. В. Лемберг, А. М. Сержантов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет 660074, Красноярск, ул. Киренского 26 E-mail: konstl@rambler.ru

Предложена конструкция управляемого микрополоскового фазовращателя на основе резонансной микрополосковой структуры, в которой в качестве подложки с управляемыми электромагнитными характеристиками используется феррит. Конструкция фазовращателя отличается высокой степенью миниатюрности и большим фактором коммутационного качества. Изготовленный макет устройства показал хорошее согласие измеренных характеристик с расчетными данными.

Перестраиваемые фазовращатели являются важнейшими элементами фазированных антенных решеток радиолокационных станций, они используются также в современных системах связи, в различной измерительной и специальной радиоаппаратуре. В настоящей работе предложена конструкция резонансного микрополоскового фазовращателя, в котором в качестве среды с управляемыми электромагнитными характеристиками могут применяться различные магнитные материалы, например, магнитные пленки или ферриты.

На рис. 1, *а* показана конструкция трехрезонаторного фазовращателя, который содержит диэлектрическую подложку из магнитного материала 1, на которую нанесен слой металла 2, выполняющий функцию заземляемого основания. На другой стороне подложки нанесены полосковые проводники резонаторов 3, соединенные с одного конца с заземляемым основанием. Система управляющего магнитного поля для простоты не показана.



Рис. 1. Конструкция трехрезонаторного фазовращателя (*a*) и его АЧХ (б) для двух значений магнитной проницаемости подложки

По существу представленная конструкция представляет собой микрополосковый полосно-пропускающий фильтр, и, при правильном выборе его конструктивных параметров, на амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) (рис. 1, б) такого устройства формируется полоса пропускания. При варьировании управляющего магнитного поля изменяется магнитная проницаемость подложки и, как следствие, эффективная магнитная проницаемость связанных микрополосковых линий, на основе которых реализованы резонаторы в рассматриваемом устройстве. При небольших, но достаточных для эффективного управления изменениях магнитной проницаемости подложки, происходит сдвиг полосы пропускания, однако при этом существует область рабочих частот устройства, в пределах которой прямые потери прошедшего сигнала остаются минимальными и почти постоянными, в то время как фаза пошедшего сигнала существенно изменяется. Как известно, наклон фазо-частотной характеристики (ФЧХ) при резонансе резко увеличивается, по сравнению с наклоном ФЧХ согласованной линии. Поэтому соответствующий сдвиг фазы сигнала в таком резонансном устройстве будет существенно большим, по сравнению с нерезонансным при одинаковом изменении магнитной проницаемости подложки.

Сравним управляемый сдвиг фазы отрезка микрополосковой линии передачи длиной *l* в условиях резонанса и в согласованном режиме. Известно [1], что частотная зависимость фазы в резонансе определяется формулой

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{Q} \cdot \frac{\mathrm{m}/\omega_0}{1 - (\omega/\omega_0)^2}\right),\tag{1}$$

где *Q* – добротность резонанса;  $\omega_0$  – резонансная частота.

Выразив резонансную частоту через длину отрезка МПЛ – l, скорость света в вакууме – c, и эффективную диэлектрическую  $\varepsilon$  и магнитную проницаемость подложки  $\mu$ :  $\omega_0 = \pi c / l \sqrt{\mu \varepsilon}$ , несложно найти величину управляемого сдвига фазы при изменении магнитного поля путем дифференцирования формулы (1)

$$d\varphi = \frac{Q\omega}{2\mu\omega_0} \cdot \frac{1 + (\omega/\omega_0)^2}{Q^2 \left[1 - (\omega/\omega_0)^2\right]^2 + (\omega/\omega_0)^2} d\mu.$$
<sup>(2)</sup>

Поскольку вблизи резонанса  $\omega \approx \omega_0$ , то

$$\frac{d\varphi}{d\mu} \approx \frac{Q}{\mu}.$$
(3)

В случае согласованного отрезка МПЛ такой же длины *l* набег фазы прошедшего сигнала равен его электрической длине

$$\varphi = \frac{2\pi l \sqrt{\mu\epsilon}}{\lambda},\tag{4}$$

где  $\lambda$  – длина волны высокочастотного сигнала в вакууме. В этом случае

$$d\phi \approx \frac{\pi l}{\lambda \sqrt{\mu \varepsilon}} d\mu \,, \tag{5}$$

а если  $\omega \approx \omega_0$ , то  $\lambda \approx 2l\sqrt{\mu\epsilon}$ . В результате из (5) следует, что

$$\frac{d\varphi}{d\mu} \approx \frac{\pi}{2\mu}.$$
(6)

Таким образом, из (3) и (6) видно, что управляемый сдвиг фазы в "резонансном" устройстве примерно в Q раз больше, чем в согласованной линии, при этом важно отметить, что в реальном устройстве величина Q – это нагруженная добротность резонатора. Очевидно, что с уменьшением ширины полосы рабочих частот фазовращателя, то есть с

уменьшением полосы пропускания фильтра, нагруженная добротность резонаторов растет, а значит, в этом случае пропорционально увеличивается и управляемый фазовый сдвиг  $\Delta \varphi$ . Кроме того, как показали исследования, управляемый сдвиг фазы увеличивается и пропорционально количеству резонаторов в устройстве, что дает возможность расширить рабочую полосу частот устройства при том же значении фазового сдвига либо увеличить управляемый фазовый сдвиг при той же ширине полосы.

Для экспериментальной проверки был изготовлен макет трехрезонаторного фазовращателя на составной подложке, у которой ее часть, расположенная в пучности магнитного поля четвертьволновых резонаторов, была выполнена из феррита марки СЧ-30, а вторая часть подложки из керамики ТБНС с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 80$ (рис. 2).



Рис. 2. Конструкция микрополоскового фазовращателя на составной подложке и фотография изготовленного макета

Конструктивные параметры микрополосковой структуры были следующими. Толщина составной подложки 0.5 мм, ширина проводников резонаторов 3 мм, длина крайних резонаторов 18 мм, внутреннего 17.5 мм, расстояние между проводниками резонаторов 1 мм. Длина части составной подложки из феррита была выбрана равной половине длины резонаторов, т.е. 9 мм. Относительная ширина полосы пропускания фильтра составляла  $\Delta f/f_0 \approx 14 \%$ .

На рис. 3 представлены измеренные АЧХ (*a*) и ФЧХ (*б*) изготовленного фазовращателя при двух различных значениях управляющего магнитного поля. Относительная ширина полосы рабочих частот фазовращателя составила  $\Delta f/f_0 \approx 7$  % при центральной частоте  $f_0 \approx 550$  МГц. Управляемый сдвиг фазы сигнала в центре рабочей полосы частот составил около 160°, а фактор коммутационного качества K = 100 °/дБ. КСВ в рабочей полосе частот не хуже 1.5.



Рис. 3. Расчетные (линии) и экспериментальные (точки) характеристики 3-х резонаторного фазовращателя на основе феррита. Расчетные данные приведены для двух значений магнитной проницаемости

Таким образом, проведенные исследования показали, что использование резонансной структуры микрополоскового фильтра и СВЧ-феррита в качестве управляемой среды является перспективным. Такие конструкции обладают небольшими габаритами и позволяют получать фазовращатели с высоким фактором коммутационного качества.

#### Список литературы

1. Горелик Г.С. Колебания и волны // М.: Физматгиз, 1959. - С. 102.

## РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛОСНО-ЗАГРАЖДАЮЩЕГО ФИЛЬТРА ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Р. С. Мосейчук, Н. А. Копылова, А. Ф. Копылов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: kopAPh @yandex.ru

Представлены результаты проектирования и экспериментального исследования полосно-заграждающего фильтра дециметрового диапазона длин волн, предназначенного для использования в телевизионном диапазоне (50–1200 МГц) в качестве фильтра-пробки для фильтрации кабельных каналов бытового телевещания (в диапазоне 450–470 МГц). Проведены исследования однозвенного и трехзвенного фильтров на сосредоточенных элементах, показавшие проблемы в обеспечении минимального влияния фильтра на работу соседних телевизионных каналов в сочетании со сверхширокополосностью пропускаемого диапазона частот (более 4-х октав). Обобщена проблематика и намечены пути решения существующей проблемы.

В последнее время, в связи с использованием большого числа каналов в бытовом телевещании (TB), возникла задача фильтрации тех или иных каналов из общей сетки без нарушения режима работы остальных каналов. Это связано с коммерческим использованием ряда частотных каналов TB-диапазона (так называемое «кабельное телевидение»), при котором оператор желает отделить свои коммерческие платные каналы от общих бесплатных. Наиболее простым способом такого отделения каналов друг от друга явилось бы создание отдельной коммерческой кабельной сети, однако, это не всегда рентабельно (например, это нерентабельно при малом числе потенциальных абонентов, что характерно для малых населенных пунктов, или при малом числе квартир в домах старого типа, или при низкой плотности населения в секторе индивидуальной застройки). Другой путь решения этой проблемы – установка специально изготовленных фильтров, «вырезающих» ту или иную полосу частот, соответствующую тем каналам, которые необходимо скрыть от общего доступа, в уже имеющихся TB-сетях общего пользования.

Задача создания полосно-заграждающего фильтра диапазона 450–470 МГц для отделения этого диапазона от общей сетки ТВ-частот кажется, на первый взгляд, простой и не таящей в себе никаких особенностей или «подводных камней» [1].

Однако, при ближайшем рассмотрении, задача оказывается не столь простой и легко решаемой. Дело в том, что реально задействованный для приёма и передачи информации диапазон частот в настоящее время простирается, без малого, от 50 МГц до 1200 МГц. Здесь сразу возникает проблема номер один при реализации интересующего нас полоснозаграждающего фильтра (ПЗФ): реализуемый фильтр во всем диапазоне от 50 МГц до 1200 МГц до 1200 МГц, кроме указанного вырезаемого им диапазона 450–470 МГц, должен пропускать все указанные частоты без заметного ухудшения качества (то есть, с минимальными потерями). Каковы же эти минимально допустимые потери при пропускании всех частот диапазона, кроме полосы заграждения? Вряд ли величина вносимого затухания на частотах полосы пропускания может быть более 2 дБ (затухание величиной 3 дБ уже соответствует уровню половинной мощности, что сразу существенно ухудшит приём каналов ТВ, соседних с вырезаемыми). Такое перекрытие по частотам соответствует 4,5 октавам – а это устройство соответствует классу сверхширокополосных и захватывает верх метрового (МВ) и почти весь дециметровый (ДМВ) диапазоны. Реализация каких бы то ни было устройств с таким перекрытием диапазонов всегда задача непростая.

Проблема номер два также связанная с существующей сеткой частот ТВ-вещания и состоит в том, что расстояние по частотам между каналами этого вещания (защитные частотные интервалы), весьма малы (около 5 МГц). То есть, реализуемый фильтр должен обладать очень высокой крутизной скатов характеристики задерживания (заграждения), не менее 30 дБ / 2.5 МГц. При реализации профессиональных приёмо-передающих устройств ТВ-диапазона, реализующих работу станций ТВ-вещания, эта задача (выполнение этих требований) решается с помощью использования мощнейших фильтрующих устройств и систем на выходе передатчиков. Эти выходные фильтры передающих станций не ограничены ни в габаритах, ни в стоимости, так как, пусть выходной фильтр такого передатчика даже получается очень дорогой и громоздкий, но он один на всех потребителей информации этого канала (его цена делится на всех), и установлен в одном месте (отдельном помещении передающей станции), а не в каждом телевизионном приёмнике, и даже не в каждой точке коллективного пользования (подъезде многоквартирного дома). Реализовать же ПЗФ с указанными требованиями в миниатюрном (100-200 куб. см.) исполнении, стоимостью не более 500-1000 руб. весьма проблематично, если вообще возможно.

Кроме всего прочего, при разработке и реализации интересующего нас ПЗФ существует проблема номер три: обеспечение очень высокого значения коэффициента прямоугольности амплитудно-частотной характеристики (AЧХ) разрабатываемого ПЗФ. Эта проблема, как оказывается при ближайшем рассмотрении, оказывается принципиальной. Дело в том, что при реализации интересующего нас ПЗФ, появляются требования, очень редко предъявляемые в практике реализации фильтров. Поясним возникшую проблему на примере. На рис.1 показаны АЧХ полосно-пропускающего ППФ (рис. 1, *a*) и полоснозаграждающего ПЗФ (рис. 1, *б*) фильтров, обладающих одной и той же АЧХ. Пунктирной линией с двоеточием на этих рисунках обозначены рабочие области частот, в которых к фильтрам предъявляются те или иные требования.



Рис. 1. Рабочие области частот:  $a - \Pi \Pi \Phi$ ;  $\delta - \Pi 3 \Phi$ 

Сравнительный анализ этих АЧХ приводит к парадоксальному, на первый взгляд, выводу о том, что две абсолютно идентичных АЧХ (для примера рис. 1 они получены отражением одной и той же кривой) оказываются совершенно разными с точки зрения выполнения требований, предъявляемых к фильтрам ППФ типа и ПЗФ типа. Типовая резонансная кривая для ППФ, показанная на рис. 1, *a*), полностью удовлетворяет потребителя:

потери в полосе пропускания приемлемы, глубина затухания составляет более 30 дБ, крутизна изменения АЧХ в рабочем диапазоне частот также неплохая. Совсем иная картина наблюдается на рис. 1,  $\delta$ ), на котором показана та же самая АЧХ, но уже для являющаяся резонансной кривой для ПЗФ: прямоугольность характеристики в начальных по скату АЧХ частотах плохая, крутизна скатов резонансной кривой не очень хороша (по той же причине – из-за начальных участков затухания АЧХ), пик резонансной кривой вообще никого не волнует, глубина затухания приемлема. Таким образом, реализуя одну и ту же АЧХ для ППФ и для ПЗФ, мы в одном случае (для ППФ) удовлетворяем требования заказчика, а в другом (для ПЗФ) – не удовлетворяем. Именно такая ситуация имеет место в нашем случае, когда мы должны реализовать ПЗФ, минимально влияющий на соседние ТВ-каналы, расположенные рядом с вырезаемыми, и, в то же время, обеспечивающий минимальные потери в 4,5 октавной полосе рабочих частот диапазона MB-ДMB.

Для лучшего понимания проблематики возникшей задачи и, соответственно, для наиболее эффективного выбора путей решения возникшей задачи, мы провели экспериментальные исследования двух полосно-заграждающих фильтров, выполненных на полусосредоточенных элементах. Один из этих фильтров был выполнен однозвенным (одиночный колебательный контур), второй – трехзвенным (три колебательных контура). Такой выбор числа звеньев был обусловлен желанием сравнить изменение прямоугольности АЧХ ПЗФ на начальном участке характеристики в зависимости от числа звеньев фильтра.

На рис. 2 приведена АЧХ модуля коэффициента передачи (верхняя кривая) однозвенного ПЗФ в диапазоне частот 0-1200 МГц, а также частотная зависимость модуля коэффициента отражения от входа (нижняя кривая). Звено фильтра выполнено на основе последовательного колебательного контура, включенного параллельно соединяющую входной и выходной 50-ти Омные разъёмы. МПЛ выполнена на материале ФАФ с относительной диэлектрической проницаемостью 2,2 толщиной 2 мм и имеет ширину около 4 мм. Применение высокочастотного материала типа ФАФ обусловлено высокой верхней частотой рабочего диапазона (1200 МГц), на которой диэлектрические потери в относительно низкочастотных материалах типа «текстолит», «стеклотекстолит» становятся заметны (величина тангенса угла диэлектрических потерь tgδ более 10<sup>-3</sup>). Последовательный колебательный контур представляет собой ёмкость типа КТК номиналом 4,7 пФ, последовательно с которой включена индуктивность из отрезка медного провода ПЭЛ-1 величиной 0,5 витка диаметра 5 мм. Таким образом удалось реализовать сверхширокополосный ПЗФ, широкополосность которого относится не к полосе задерживаемых (заграждаемых) частот, а к полосе частот, которые этот фильтр пропускает с минимумом затухания. Поэтому, вероятно, правильнее называть этот фильтр сверхширокополосным фильтром-пробкой, или фильтром-пробкой со сверхширокой полосой пропускания.

Как видно из рис. 2, реализованный ПЗФ обеспечивает хорошее заграждение в рабочей полосе 450–470 МГц (около 25 дБ), хорошие характеристики пропускания в диапазоне 0–1200 МГц (потери на верхних частотах диапазона 1000–1200 МГц не более 2 дБ). Однако, фильтр обладает совершенно неудовлетворительными характеристиками для решения поставленной нами задачи в областях частот, соответствующих началу и концу заграждающей полосы. На каналах, начиная с SK-20 (303,25 МГц) и до канала SK-32 (399,25 МГц) затухание, вносимое однозвенным ПЗФ составляет от 2 дБ до 5 дБ (последняя цифра, на наш взгляд, является недопустимо большой).

На каналах, начиная с SK-34 (с 415,25 МГц) и до SK-38 (447,25 МГц) затухание, вносимое нашим однозвенным ПЗФ, составляет от 5 дБ до 15 дБ, что является, безусловно, недопустимым. Та же картина наблюдается и на частотах выше полосы частот заграждения нашим однозвенным ПЗФ: на частотах 21 канала (471,25 МГц) затухание составляет 10 дБ, и далее уменьшается до 5 дБ на 23 канале (487,25 МГц). Максимально допустимого уровня потерь, принятого нами равной величине 2 дБ, наш однозвенный ПЗФ достигает на частоте 30 канала (543,25 МГц). Надо сказать, что для однозвенного ПЗФ наш фильтр оказывается совсем неплох, однако, он не может устроить нас по параметру величин затухания, вносимых им на ближайших к нему соседних с ним ТВ-каналах.



Рис. 2. АЧХ однозвенного ПЗФ на полусосредоточенных элементах в диапазоне частот 0–1200 МГц

Для изучения возможности реализации желательных для нас характеристик путем увеличения количества звеньев ПЗФ, был реализован трёхзвенный ПЗФ, состоящий из первого параллельного контура, включенного каскадно с последовательным параллельно включенным контуром, и далее каскадно включенным с ними вторым параллельным контуром. Величины элементов контуров составляли величины, близкие к указанным ранее для одноконтурного ПЗФ и подбирались экспериментально при настройке на требуемую АЧХ. Отметим, что общее число контуров ПЗФ, равное трём, было выбрано из соображений обеспечения симметричности схемы фильтра (по принципу – «симметричная схема обеспечивает симметричную АЧХ»).

На рис. 3 показана АЧХ модуля коэффициента передачи трехзвенного ПЗФ (верхняя кривая), а также частотная зависимость модуля коэффициента отражения от входа фильтра (нижняя кривая). Сравнение амплитудно-частотных характеристик модуля коэффициента передачи трёхзвенного фильтра с соответствующими характеристиками однозвенного фильтра позволяет заключить, что увеличение количества звеньев фильтра с одного до трёх произошло увеличение крутизны характеристики затухания фильтра в полосе задерживания, однако, радикального изменения к лучшему в областях начала и конца характеристики затухания не произошло.

Экспериментальный опыт работы с ПЗФ, выполненных на основе контуров с полусосредоточенными элементами показывает, что эти фильтры способны обеспечить решение двух из трёх основных проблем создания фильтров такого типа: во-первых, удовлетворить условию сверхширокополосности по полосе пропускания, и, во-вторых, удовлетворить требуемой величине затухания в полосе задерживания и крутизны в полосе задерживания (верхние кривые на рис. 2 и 3). Важным достоинством такого построения ПЗФ является отсутствие у них кратных полос пропускания. Однако, разрешение проблемы обеспечения требуемой прямоугольности в начале полосы задерживания этим фильтрам, вероятно, не под силу. Мы полагаем, что этот недостаток фильтров на реактивных элементах является их неотъемлемым свойством (для существенного изменения затухания у таких фильтров необходимо существенное изменение частоты, что требует большого числа звеньев фильтра и их высокой добротности), что несовместимо с требованием малогабаритности и дешевизны таких устройств.



Рис. 3. АЧХ трёхзвенного ПЗФ на полусосредоточенных элементах в диапазоне частот 0-1200 МГц

Нам представляется, что для реализации одновременно всех требований, предъявляемых к ПЗФ типа «фильтр-пробка со сверхширокой полосой пропускания» требуется использование иных, чем использованные в настоящей работе, принципов построения фильтров. Такими принципами могут быть: принцип построения диэлектрических резонаторов и фильтров на подложках с высоких значением относительной диэлектрической проницаемости; использование комбинированных схем, содержащих сложные включения полосно-пропускающих фильтров, обеспечивающих высокую крутизну АЧХ в начале и конце полосы задерживания; использование комбинированных схем, содержащих каскадные включения этих или иных фильтрующих элементов; создание активных фильтров для этого диапазона; использования фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ); использование фильтров на сферах железо-иттриевого граната (ЖИГ-сферах). Однако, как нам представляется, реализация фильтров по любому из перечисленных сценариев, потребует резкого повышения требований к технологии выполнения фильтров и соответственно увеличит их стоимость.

#### Список литературы

1. Матей, Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи, т. 2 / Пер. с англ. под общ. ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнира. – М.: Связь, 1972. – 495 с.

## МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ СФЕРИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ

Н. С. Князев, Б. А. Панченко (научный руководитель)

Институт радиоэлектроники и информационных технологий – РтФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 32 E-mail: NKnyazev@yandex.ru

Приводится решение об определении входного сопротивления сферической антенны. Получено решение внутренней задачи для возбуждения кольцевой щели на сфере. Результаты позволяют осуществлять инженерные расчеты характеристик антенны.

Рассмотрим кольцевую щель на сфере с нулевой азимутальной вариацией тока, возбуждаемую низким радиальным резонатором, который в свою очередь возбуждается в центре тонким штырем, являющимся продолжением проводника коаксиальной линии питания (рис. 1).



Рис. 1. Кольцевая щель на сфере, возбуждаемая низким радиальным резонатором

Радиус резонатора приблизительно равен радиусу сферы – a, высота резонатора – c,  $\rho$  – радиус штыря, являющегося продолжением проводника коаксиальной линии питания. Внутренняя полость резонатора может быть заполнена материалом с относительными проницаемостями  $\varepsilon', \mu'$ . Волновое сопротивление коаксиальной линии для основного типа колебаний -  $Z_{\rm T}$ .

Для рассматриваемого способа возбуждения и низких резонаторов распределение электрического тока вдоль штыря и напряженность электрического поля поперек щели можно считать постоянными.

Задача определения входного сопротивления для произвольного резонатора решалась в [1]. Входное сопротивление такой антенны в точках питания может быть записано как:

$$Z_{\rm BX} = Z_i + \frac{\left|N_i\right|^2}{Y_i + Y_r},$$
(1)

где  $Z_i$  – собственное сопротивление штыря;  $N_i$  – коэффициент связи штырь-щель;  $Y_i$  – внутренняя проводимость резонатора;  $Y_r = G_r + iB_r$  – внешняя проводимость щели, учитывающая излучение.

Получим расчетные формулы для внутренних параметров радиального резонатора. Проводимость резонатора со стороны щели  $Y_i$  определяется выражением

$$Y_{i} = \iint_{S} \mathbf{n} \times \mathbf{E}_{\tau}(\mathbf{r}) \cdot \overline{\overline{\Gamma}}_{22}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \mathbf{n} \times \mathbf{E}_{\tau}(\mathbf{r}') ds ds', \qquad (2)$$

где в нашем случае  $\mathbf{n} \times \mathbf{E}_{\tau} = \mathbf{a}_r \times \mathbf{a}_z \cdot \frac{1}{c} = -\mathbf{a}_{\phi} \cdot \frac{1}{c}, \ \mathbf{a}_r, \mathbf{a}_{\phi}, \mathbf{a}_z$  - единичные векторы.

После умножения тензора  $\overline{\overline{\Gamma}}_{22}$  слева и справа на единичные векторы  $\mathbf{a}_{\phi}$  выделится единственная скалярная компонента тензора

$$Y_{i} = \frac{1}{c^{2}} \iint_{SS} \Gamma_{22;\varphi\varphi}(\mathbf{r},\mathbf{r}') ds ds'$$

$$ds = ad\varphi dz$$
(3)

Компоненту  $\Gamma_{22;\phi\phi}$  удобно в данной задаче представить в таком виде [1]

$$\Gamma_{22;\varphi\varphi} = \frac{k^2}{4\pi j\omega\mu} \int_{-\infty}^{\infty} Z_0'(xr) Z_0'(xr') g(x;z,z') x dx, \qquad (4)$$

$$g(x;z,z') = \frac{1}{\gamma \operatorname{sh} \gamma c} \begin{cases} \operatorname{ch} \gamma z \operatorname{ch} \gamma (c-z'), & z < z'; \\ \operatorname{ch} \gamma z' \operatorname{ch} \gamma (c-z), & z > z'; \end{cases}$$
(5)

$$Z_{0}'(xr)Z_{0}'(xr')\Big|_{r=r'=a}^{\gamma=\sqrt{x^{2}-k^{2}}} = J_{0}'(xa)\bigg[H_{0}'(xa) - J_{0}'(xa)\frac{H_{0}(xa)}{J_{0}(xa)}\bigg] = -\frac{2j}{\pi xa}\frac{J_{0}'(xa)}{J_{0}(xa)};$$
(6)

 $J_0(x), H_0(x)$  – функции Бесселя и Ханкеля;  $J_0'(x), H_0'(x)$  – их производные.

После подстановки (5) и (6) в (3) и интегрирования по z и z' получим:

$$Y_i = -\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \cdot \frac{2ka}{c} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{J_0'(xa)}{J_0(xa)} \cdot \frac{1}{x^2 - k^2} dx.$$
(7)

где

Входящий в выражение (7) интеграл по волновым числам x можно вычислить на комплексной плоскости двумя путями 1) по полюсам функции  $J_0(xa)$ ; 2) по полюсам функции  $(x^2 - k^2)$ .

Два выражения для проводимости, соответствующие двум способам вычисления интеграла имеют вид:

$$Y_i = -j \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \frac{4\pi}{kc} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left(\frac{\chi_{0n}}{ka}\right)^2 - 1},$$
(8)

 $\chi_{0n}$  - определяются соотношением  $J_0(\chi_{0n}) = 0$ .

$$Y_i = -j \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \cdot \frac{2\pi a}{c} \cdot \frac{J_1(ka)}{J_0(ka)}$$
(9)

Собственное сопротивление штыря определяется выражением

$$Z_{i} = \iint_{l} J(l) \overline{\overline{\Gamma}}_{11}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') J(l') dl dl' = \iint_{0}^{c} \int_{0}^{c} \Gamma_{11;zz}(\rho z; \rho z') dz dz', \qquad (10)$$

где скалярная компонента функции Грина имеет вид

$$\Gamma_{11;zz} = \frac{1}{4\pi j\omega\varepsilon} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{J_0(x\rho)}{J_0(xa)} \Big[ H_0(x\rho) J_0(xa) - J_0(x\rho) H_0(xa) \Big] x^3 g(x;z,z') dx \,. \tag{11}$$

После подстановки и интегрирования получим

$$Z_{i} = \frac{c}{4\pi\omega\varepsilon} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{J_{0}(x\rho)}{J_{0}(xa)} \Big[ J_{0}(x\rho) N_{0}(xa) - N_{0}(x\rho) J_{0}(xa) \Big] \frac{x^{3}}{x^{2} - k^{2}} dx \,.$$
(12)

Здесь для вычисления интеграла могут быть использованы также обе возможности, отмеченные выше. Интегрируя по полюсам функции  $J_0(xa)$ , получим

$$Z_{i} = -j \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{c}{a} \frac{1}{\pi k a} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_{0}^{2} \left(\chi_{0n} \frac{\rho}{a}\right)}{J_{1}^{2} \left(\chi_{0n}\right)} \frac{1}{1 - \left(\frac{k a}{\chi_{0n}}\right)^{2}}.$$
 (13)

При малых р ряд сходится очень медленно. Второй путь интегрирования дает более интересный результат

$$Z_{i} = -j\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{kc}{4} \frac{J_{0}(k\rho)}{J_{0}(ka)} \Big[ J_{0}(k\rho) N_{0}(ka) - N_{0}(k\rho) J_{0}(ka) \Big].$$
(14)

Коэффициент N<sub>i</sub> характеризует связь возбуждающего штыря с излучающей щелью

$$N_{i} = \iint_{S l} \mathbf{n} \times \mathbf{E}_{\tau}(\mathbf{r}) \overline{\overline{\Gamma}}_{21}(\mathbf{r},\mathbf{r}') \mathbf{J}(l') ds dl' =$$
  
=  $-\frac{1}{c} \int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{c} \int_{0}^{c} \Gamma_{21;\varphi z}(a,z;\rho z') a d\varphi dz dz',$  (15)

где

$$\Gamma_{21;\varphi z} = -\frac{j}{2\pi^2 a} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{J_0(x\rho)}{J_0(xa)} xg(x;z,z') dx.$$
(16)

После подстановки (16) в (15) и интегрирования по источникам получим

$$N_{i} = -\frac{j}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{J_{0}(x\rho)}{J_{0}(xa)} \frac{x}{x^{2} - k^{2}} dx.$$
(17)

Интегрирование на комплексной плоскости х так же дает два результата:

$$N_{i} = -2\sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_{0}\left(\chi_{0n} \frac{\rho}{a}\right)}{J_{1}(\chi_{0n})} \frac{\chi_{0n}}{\left(\chi_{0n}\right)^{2} - \left(ka\right)^{2}};$$
(18)

$$N_i = -\frac{J_0(k\rho)}{J_0(ka)}.$$
(19)

Альтернативная возможность вычисления интеграла имеет важное практическое значение, связанное с возможностью суммирования ряда или выбора из двух рядов быстрее сходящегося ряда. Физическая интерпретация отмеченного обстоятельства заключается в том, что внутреннее поле резонатора может быть разложено по типам волн цилиндрического волновода радиуса *a* и радиального волновода высотой *c*. Оба способа вычисления интеграла справедливы, однако второй дает более простой для расчетов результат. Поэтому для дальнейших расчетов воспользуемся формулами (9), (14) и (19), а для удобства вычислений введем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры  $\tilde{c} = c/a$ ,  $\tilde{\rho} = \rho/a$  и произведем нормированные параметры воспользие спростивлению свободного пространства  $Z_0 = 120\pi = 377 \, \text{Om}$ . Тогда с учетом возможности заполнения резонатора материалом с относительными проницаемостями  $\epsilon', \mu'$ 

$$\tilde{Z}_{\rm\scriptscriptstyle BX} = \tilde{R}_{\rm\scriptscriptstyle BX} + i\tilde{X}_{\rm\scriptscriptstyle BX} = \tilde{Z}_i + \frac{\left|N_i\right|^2}{\tilde{Y}_i + \tilde{Y}_r},\tag{20}$$

$$\tilde{Z}_{i} = i\sqrt{\frac{\mu'}{\varepsilon'}} \cdot \frac{k_{0}a \cdot \tilde{c} \cdot \sqrt{\varepsilon'\mu'}}{4} \cdot \frac{J_{0}\left(k_{0}a \cdot \tilde{\rho}\sqrt{\varepsilon'\mu'}\right)}{J_{0}\left(k_{0}a \cdot \sqrt{\varepsilon'\mu'}\right)} \times$$

$$\left[J_{0}\left(k_{0}a \cdot \tilde{\rho}\sqrt{\varepsilon'\mu'}\right) \cdot N_{0}\left(k_{0}a\sqrt{\varepsilon'\mu'}\right) - N_{0}\left(k_{0}a \cdot \tilde{\rho}\sqrt{\varepsilon'\mu'}\right) \cdot J_{0}\left(k_{0}a\sqrt{\varepsilon'\mu'}\right)\right],$$

$$\tilde{Y}_{i} = i\sqrt{\frac{\varepsilon'}{\mu'}} \cdot \frac{2\pi}{\tilde{c}} \cdot \frac{J_{1}\left(k_{0}a\sqrt{\varepsilon'\mu'}\right)}{J_{0}\left(k_{0}a\sqrt{\varepsilon'\mu'}\right)},$$
(21)
(21)

$$N_{i} = \frac{J_{0}\left(k_{0}a \cdot \tilde{\rho}\sqrt{\varepsilon'\mu'}\right)}{J_{0}\left(k_{0}a \cdot \sqrt{\varepsilon'\mu'}\right)}.$$
(23)

На рис. 2, *a*, *б* представлены графики зависимостей соответственно нормированного входного сопротивления и потерь на отражение (return losses – RL) сферической резонаторной антенны без оболочки и заполнения резонатора от электрического размера  $k_0a$ , нормированных к волновому сопротивлению линии питания  $Z_T = 75$  Ом.

Как видно из графика рис. 2, для сферической антенны согласования удается добиться при достаточно больших значениях электрического радиуса  $k_0 a = 2\pi a/\lambda_0 \approx 3, 6$ . При этом обратные потери составляют –8 дБ.



Рис. 2. Графики зависимостей: *a* – активной (сплошная линия) и реактивной (штриховая линия) частей входного сопротивления; *б* – потерь на отражение сферической резонаторной антенны от электрического размера *k*<sub>0</sub>*a*; нормировка произведена к волновому сопротивлению линии питания *Z*<sub>T</sub> = 75 Ом

Применение диэлектрического заполнения резонатора и обкладки из диэлектрика смещает резонанс в область меньших значений  $k_0a$ . Так же с точки зрения улучшения габаритных характеристик излучателя выгоднее использовать полусферическую антенну над экраном, так как при приблизительно равных электрических характеристиках можно

поучить выигрыш в объеме и весе. На рис. 3, *a*, *б* представлены графики зависимостей соответственно входного сопротивления и потерь на отражение полусферической антенны над экраном с внутренним заполнением резонатора и оболочкой толщиной  $t = a_1/a = 1,05$ от электрического размера  $k_0a$ , нормированных к волновому сопротивлению линии питания  $Z_T = 75$  Ом. В качестве материала оболочки и заполнения резонатора был выбран диэлектрик ФЛАН-16 ( $\varepsilon' = \varepsilon'_1 = 16 - j0,024$ ).



Рис. 3. Графики зависимостей: a – активной (сплошная линия) и реактивной (штриховая линия) частей входного сопротивления;  $\delta$  – потерь на отражение полусферической резонаторной антенны над экраном от электрического размера  $k_0a$ ,  $t = a_1/a = 1,05$ ,  $\varepsilon' = \varepsilon'_1 = 16 - j0,024$ , нормировка произведена к волновому сопротивлению линии питания  $Z_T = 75$  Ом

Как видно из графиков, хорошее согласование антенны (потери на отражение приблизительно равны -25 дБ) достигается при достаточно малом электрическом размере  $k_0 a \approx 0.9$ .

Анализ характера сопротивлений и проводимостей, входящих в (20), показывает, что приемлемое согласование при малых размерах антенны можно получить лишь при условии компенсации внешней и внутренней реактивных проводимостей  $B_i + B_r$ , так как собственное сопротивление штыря  $Z_i$  можно компенсировать. Это условие можно выполнить, применяя в конструкции антенны (в качестве обкладки и заполнения резонатора) материалов с отрицательными коэффициентами диэлектрической и магнитной проницаемости – метаматериалов, что позволяет поменять знак проводимостей. Расчеты показали, что наиболее эффективно использование оболочки из метаматериала с диэлектрической прослойкой. В этом случае можно достичь смещения резонанса в область  $k_0a < 0,5$ , что позволяет создать сверхмалую антенну.

#### Список литературы

1. Панченко Б.А. Тензорные функции Грина уравнений Максвелла для цилиндрических областей / Б.А. Панченко // Радиотехника. – Харьков: Издательство ХГУ, 1970. – Вып. 15. – С. 82–89.
# ИССЛЕДОВАНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ СВЯЗИ КОЛЬЦЕВЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ В ФИЛЬТРЕ НА ТРУБЧАТОЙ ПОДЛОЖКЕ

### В. Г. Поляков, Я. Ф. Бальва\*, А. М. Сержантов (научный руководитель)

Сибирский Федеральный университет 660074, Красноярск, ул. Киренского 26 \*Институт Физики им. Л.В. Киренского СО РАН 660036, Красноярск, Академгородок E-mail: slava-saa@krastalk.ru

Предложена новая конструкция фильтра на основе кольцевых микрополосковых резонаторов на трубчатой диэлектрической подложке. Особенностью предложенной конструкции является возможность эффективного управления формой амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) за счет изменения взаимной ориентации резонаторов относительно друг друга, что существенно влияет на характер и величину их электромагнитного взаимодействия. С использованием энергетического подхода и квазистатического приближения получены формулы для коэффициентов связи пары рассматриваемых резонаторов, позволяющие объяснить ряд особенностей АЧХ. Проведенные исследования показали перспективность использования предложенной конструкции в системах радиолокации и связи.

Известно, что частотно-селективные устройства и, в частности, фильтры являются важнейшими элементами в системах связи, радиолокации и радионавигации, в специальной радиоаппаратуре. Основными требованиями, предъявляемыми к подобным устройствам, являются: миниатюрность, качество и надежность работы, высокая избирательность. В значительной мере всем этим требованиям удовлетворяют микрополосковые фильтры, кроме того, к их достоинствам следует отнести хорошее согласие квазистатического анализа устройств с экспериментом. Одной из важных проблем, возникающих при разработке микрополосковых фильтров, является реализация требуемой формы их АЧХ, в том числе, создание нулей коэффициента прохождения (полюсов затухания) на заданных частотах. В настоящей работе предложена новая конструкция фильтра на основе кольцевых микрополосковых резонаторов, позволяющая эффективно управлять формой АЧХ устройства.

На рис. 1 показана двухрезонаторная конструкция предлагаемого фильтра. Каждый из его резонаторов образован разомкнутыми на концах полосковыми проводниками шириной w, расположенными на внешней поверхности трубчатого диэлектрика диаметром d и толщиной  $h_d$ . Внутренняя поверхность трубчатого диэлектрика металлизирована и соединена с внешним корпусом (экраном). Таким образом, разомкнутые на концах полосковые проводники образуют кольцевые микрополосковые резонаторы, которые находятся на расстоянии *S* друг от друга. Нужно отметить, что взаимная ориентация резонаторов относительно друг друга определяется углом  $\phi$ , отсчитываемым относительно центров зазоров разомкнутых концов полосковых проводников.



Рис. 1. Конструкция двухзвенного фильтра на кольцевых микрополосковых резонаторах на трубчатой подложке

Резонаторы кондуктивно подключены к внешним линиям передачи с волновым сопротивлением 50 Ом на некотором расстоянии от разомкнутых концов полосковых проводников, которое определяется углом  $\varphi_c$ . В такой конструкции возможны два варианта подключения внешних линий смежное (1-2*a*) и диагональное (1-2*d*).

Существенным отличием предложенной конструкции от традиционных планарных микрополосковых фильтров является то, что при повороте проводников кольцевых резонаторов относительно друг друга на любой угол они всегда взаимодействуют друг с другом по всей своей длине. В планарных же конструкциях микрополосковых фильтров эта ситуация соответствует смещению (раздвижке) проводников резонаторов относительно друг друга, но при этом область их взаимодействия уменьшается. Таким образом, для предложенных резонаторов, величина и характер их электромагнитного взаимодействия, определяемого взаимным распределением электрических и магнитных полей будет существенно отличаться от традиционных микрополосковых резонаторов.

Численный анализ рассматриваемых конструкций проводился на одномерных моделях, состоящих из последовательно соединенных регулярных отрезков связанных полосковых линий, параметры которых вычислялись в квазистатическом приближении.

Для того, чтобы исследовать влияние характера и величины взаимодействия кольцевых резонаторов на АЧХ фильтров с использованием энергетического подхода [1] были получены аналитические выражение для их коэффициентов емкостной  $K_C$ , индуктивной  $K_L$  и полной связи K от угла  $\varphi$ :

$$K_{L}(\varphi) = \frac{L_{12}}{L_{1}} \cdot \frac{1}{2\pi} \Big[ (\varphi - \pi) \cos(\varphi/2) - 2\sin(\varphi/2) \Big] K_{C}(\varphi) = \frac{C_{12}}{C_{1} + C_{12}} \cdot \frac{1}{2\pi} \Big[ (\pi - \varphi) \cos(\varphi/2) - 2\sin(\varphi/2) \Big], \quad K = \frac{K_{L} + K_{C}}{1 + K_{L}K_{C}}.$$
 (1)

В приведенных формулах *L*<sub>1</sub> и *C*<sub>1</sub>, *L*<sub>12</sub> и *C*<sub>12</sub> – соответственно погонные индуктивности и емкости, взаимные индуктивности и взаимные емкости связанных микрополосковых линий. При выводе формул предполагалось, что зазор между разомкнутыми концами резонаторов значительно меньше их длины.



Рис. 2. Зависимость коэффициентов индуктивной (штриховая линия), емкостной (точки) и полной (сплошная линия) связи кольцевых резонаторов от угла поворота ф

На рис.2 представлены зависимости коэффициентов связи кольцевых резонаторов от угла поворота  $\phi$ , рассчитанные при следующих конструктивных параметрах: диэлектрическая проницаемость подложки  $\varepsilon = 9.8$ , толщина подложки  $h_d = 1$  мм, ширина полосковых проводников w = 2 мм, расстояние между проводниками S = 1 мм, поперечные размеры корпуса  $20 \times 20$  мм<sup>2</sup>.

Из приведенного рисунка видно, что коэффициент емкостной связи меняет свой знак при  $\phi \approx 81^{\circ}$ , причем этот угол не зависит ни от каких конструктивных параметров фильтра и может быть найден из решения трансцендентного уравнения  $\phi = 2 \arctan(\pi/2-\phi/2)$ . Отсутствие емкостной связи приводит к тому, что форма АЧХ фильтра при  $\phi \approx 81$  вблизи полосы пропускания становится наиболее симметричной. Данный факт был установлен ранее для фильтров на регулярных микрополосковых резонаторах [2] и может быть использован при проектировании фильтров.



Рис. 3. АЧХ исследуемого двухзвенного фильтра при диагональном и смежном подключении внешних линий

На рис. 3 штриховой линией показаны рассчитанные амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) исследуемого фильтра без потерь при диагональном, а сплошной линией – при смежном подключении подводящих линий. Ширина полосы пропускания фильтра составляла  $\Delta f/f_0 = 2$  %. Фильтры настраивались на центральную частоту  $f_0 = 1$  ГГц и имели следующие конструктивные параметры:  $\varepsilon = 80$ ,  $h_d = 1$  мм,  $h_a = 5$  мм, w = 2 мм, S = 3.75 мм, d = 6.54 мм,  $\varphi = 180^\circ$ . Видно, что при смежном подключении наблюдаются два полюса затухания, расположенные по обе стороны от полосы пропускания, которые существенно улучшают частотно-селективные свойства фильтра.

Таким образом, предложена новая конструкция фильтра на основе микрополосковых резонаторов на трубчатой диэлектрической подложке. С использованием энергетического подхода в квазистатическом приближении получены формулы для коэффициентов связи пары рассматриваемых кольцевых резонаторов. Показано, что при определенной ориентации резонаторов, соответствующей углу поворота  $\phi \approx 81^\circ$ , емкостное взаимодействие резонаторов становится равным нулю, а АЧХ фильтра вблизи полосы пропускания становится максимально симметричной. Предложенный фильтр, благодаря наличию полюсов затухания на его АЧХ может найти применение в системах связи, радиолокации, в специальной радиоаппаратуре, где предъявляются высокие требования одновременно к миниатюрности и частотно-селективным свойствам.

## Список литературы

1. Беляев Б.А., Тюрнев В.В. Частотно-зависимые коэффициенты связи микрополосковых резонаторов // Электронная техника. Сер. – СВЧ-техника. – 1992. – Вып. 4(448). – С. 23–27.

2. Беляев Б.А., Лалетин Н.В., Лексиков А.А. Коэффициенты связи нерегулярных микрополосковых резонаторов и частотно-селективные свойства двухзвенной секции на их основе // РТЭ. – 2002. – Т. 47. – № 1. – С. 14–23.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРЕДПОЛЬЯ НА КНД ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ КВ ДИАПАЗОНА

А. А. Ерохин, В. С. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: ea.eroxin@gmail.com

Проведены исследования влияния изменения различных параметров предполья на КНД широкополосной логопериодической антенны, по полученным результатам выбраны «оптимальные» параметры предполья. Рассмотрено влияние предполья на антенну, в сравнении с другими типами подстилающей поверхности.

При использовании антенн вертикальной поляризации в диапазонах средних и коротких волн наивысший коэффициент направленного действия (КНД) достигается в случае «идеальной» земной поверхности, обладающей бесконечной проводимостью  $\sigma = \infty$ . В реальных условиях электродинамические параметры земной поверхности отличаются от «идеальных» и в среднем принимаются равными  $\sigma = 0,005$  См/м,  $\varepsilon = 13$ .

Для повышения КНД в случае реальной земной поверхности используется т. н. предполье [1], представляющее собой сетку проводов, размещенную на поверхности земли под антенной. Использование предполья приближает свойства земной поверхности к «идеальной».

Наиболее часто применяется предполье в виде радиального экрана, который описывается радиусом экрана R, количеством проводов N и радиусом проводов a. В системе моделирования проволочных структур NEC-2D параметры радиального предполье задаются командой [2]:

GN 0 N 0 0 13 0.005 R a

Очевидно, что при увеличении радиуса предполья и количества проводов в нем, характер излучения антенны будет приближаться к случаю «идеальной» земной поверхности. Представляет интерес определить, какое количество проводов и радиус будут «оптимальными», т.е., обеспечивающими заметное увеличение КНД, и при этом не слишком большими.

Следует ожидать, что КНД будет повышаться как при увеличении радиуса, так и количества проводов. Различные сочетания радиуса и количества могут давать один и тот же КНД, но отличаться по другим параметрам (например, общий метраж проводов). Таким образом, для всестороннего исследования нужно получить зависимость КНД от двух переменных – радиуса R и количества проводов N, при фиксированном радиусе провода a.

Учитывая, что исследование проводится для широкополосных антенн КВ-диапазона с рабочим диапазоном частот около 3–30 МГц, такую зависимость необходимо построить для трех частот диапазона: нижней, верхней и средней.

Рассмотрим влияние предполья в случае логопериодической антенны (ЛПА) КВ диапазона длиной 106 м. Антенна должна быть расположена узким концом по направлению к началу координат (рис. 1). Согласно принципу действия логопериодической антенны, на каждой частоте из рабочего диапазона электромагнитная энергия излучается группой из нескольких вибраторов, причем при повышении частоты эта группа перемещается ближе к узкому концу антенны. Вместе с этим, густота сетки проводов в предполье увеличивается при приближении к началу координат. Таким образом, предполье будет работать эффективно на всех частотах рабочего диапазона.

Для выяснения зависимости КНД от параметров предполья рассчитаем и построим КНД в пределах N = 10...500, R = 0...220 м. Расчеты проведены при помощи пакета NEC-2D (оболочка 4nec2).

Результаты расчетов представлены на рис. 2.



Рис. 1. Антенна над предпольем



Рис. 2. Зависимость КНД от радиуса и количества проводов в предполье,  $a-3~{\rm M}\Gamma{\rm u},~ 6-9,4~{\rm M}\Gamma{\rm u},~ e-29,4~{\rm M}\Gamma{\rm u}$ 

Из приведенных графиков следует, что для рассматриваемого случая «оптимальное» значение радиуса предполья составляет R = 60 м, т.к. при дальнейшем увеличении радиуса, для фиксированного количества проводов, КНД не возрастает. «Оптимальное» количество проводов различно для разных частот диапазона и на нижней частоте составляет N = 150, а для верхней частоты около 200.

Для указанных значений рассчитана и представлена на рис. 3 зависимость КНД от частоты при различных типах земной поверхности.



Рис. 3. Зависимость КНД от радиуса и количества проводов в предполье

Из рис. 3 видно, что в сравнении с реальной земной поверхностью предполье дает существенное повышение КНД: 4–6,5 дБ на различных частотах. Относительно же «идеальной» земной поверхности проигрыш в КНД составляет всего 1–2,5 дБ.

Представляет интерес также зависимость КНД от толщины (диаметра) проводов, составляющих предполье. Для оценки этой зависимости был рассчитан КНД в полосе частот при разных диаметрах провода. Из проведенных расчетов следует, что диаметр проводов влияет на КНД незначительно: изменение составляет около 0,1 дБ при увеличении диаметра провода в 2 раза.

## Список литературы

1. G. J. Burke. Numerical modeling of monopoles on radial-wire ground screens / G. J. Burke, E. K. Miller // IEEE. – 1989 – C. 244–247.

2. G. J. Burke. Numerical electromagnetic code (NEC) – method of moments. Part I: Program description – theory / G. J. Burke, A. J. Poggio // Lawrence Livermore Laboratory. – 1981 – C. 81.

#### ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ДИАПАЗОНА 0...32 ГГц

В. В. Щуров, А. В. Фатеев, Г. Г. Гошин (научный руководитель)

Томский университет систем управления и радиоэлектроники ТУСУР 634050, Томск, ул. Вершинина 47 E-mail: vadka@sibmail.com

В докладе рассмотрен делитель мощности, работающий в диапазоне 0..32 ГГц. Топология делителя реализована на основе подвешенной полосковой лини. Рассмотрена конструкция корпуса, включающая настроечный элемент, выполненный в виде кольца. Развитие радиосвязи, радиолокации, радиоизмерительной и контрольно-испытательной техники постоянно требует расширение рабочих диапазонов частот элементной базы радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) и сопровождается продвижением по шкале частот. Такая тенденция развития РЭА способствовала возникновению научного направления, ориентированного на создание широкополосных и сверхширокополосных функциональных устройств. Проектирование подобных устройств связанно со многими трудностями, так как при расширении рабочего диапазона частот размеры некоторых частей устройства приближаются к десятым долям миллиметра, что приводит к ужесточению технологических допусков на изготовление.

Делителем мощности называют устройство, предназначенное для разделения мощности между двумя или несколькими каналами (плечами). Делители широко применяются в микроэлектронных устройствах: электроуправляемых аттенюаторах, дискретных фазовращателях, усилителях мощности, частотно-разделительных устройствах и др. [1].

Сверхширокополосный делитель мощности можно реализовать в микрополосковом исполнении с использованием распределенных элементов. Проектирование выполним на основе подвешенной полосковой линии, которая описана в [2] Подложку возьмём из поликора ( $\varepsilon = 9,9$ ) толщиной 0,254 мм, ширину полоскового проводника примем равной 2 мм. Рассматриваемая структура должна подключаться к внешним линиям с волновым сопротивлением 50 Ом. Делитель мощности должен быть взаимным, его плечи разнесены относительно друг друга на  $120^{0}$ , а развязка между ними составляет 6 дБ.

При моделировании данной топологии делителя мощности (рис. 1) не удалось получить хорошего согласования и равномерности электрических характеристик параметров в заданной полосе частот. Для улучшения согласования на корпусе и подложке были выполнены настроечные элементы.



Рис. 1. Топология делителя мощности

Корпус делителя разборный, имеющий центральную часть, в которой находится подложка с подводимыми к ней внешними линиями. Корпус имеет также нижнюю и верхнюю части, которые являются крышками. Для улучшения согласования в модели на верхней и нижней частях корпуса были выполнены настроечные элементы в виде колец (рис. 2), обеспечивающие выравнивание частотных характеристик модулей коэффициентов матрицы рассеяния в полосе частот до 23 ГГц. Такая геометрия эквивалентна включению согласующего трансформатора, обеспечивающего согласование волновых сопротивлений на подводящих портах.



Рис. 2. Настроечный элемент в виде кольца

Однако, данный настроечный элемент привел к тому, что на частотах выше 23 ГГц появился резонанс (рис. 3).



Рис. 3. Частотные характеристики модулей коэффициентов матрицы рассеяния делителя мощности с согласующими кольцами

Для устранения резонанса на подложке с обратной стороны был выполнен согласующий элемент в виде круга. Данный элемент помог избавиться от резонанса, а так же улучшил согласование (рис. 4).



Рис. 4. Частотные характеристики модулей коэффициентов матрицы рассеяния делителя мощности с согласующими кольцами и согласующим элементов на обратной стороне подложки

296

Для согласования был так же выполнен срез на центральном проводнике подводящей линии. Это привело к улучшению коэффициента отражения на частотах до 25 ГГц.

На рис. 5 приведены частотные зависимости модулей элементов матрицы рассеяния делителя мощности.



Рис. 5. Частотные характеристики модулей коэффициентов матрицы рассеяния предыдущей модели делителя мощности с дополнительным срезом на центральном проводнике

Спроектированный делитель мощности в заданном частотном диапазоне удовлетворяет требованию задания и имеет относительно равномерные переходные характеристики, развязку 6±0,5 дБ и КСВН от входного/выходного порта не более 1,22.

## Список литературы

1. Сверхширокополосные микроволновые устройства / под ред. А.П. Креницкого и В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 2001. – 560 с.

2. Ганстнон М.А.Р. Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий СВЧ: пер. с англ. / под ред. А.З. Фрадина. – М.: Связь, 1976. – 152 с.

# РАЗРАБОТКА ФИКСИРОВАННОГО АТТЕНЮАТОРА ДЛЯ КОАКСИАЛЬНОГО ТРАКТА

В. П. Семибратов, А. В. Фатеев, Г. Г. Гошин (научный руководитель)

Томский университет систем управления и радиоэлектроники ТУСУР 634050, Томск, ул. Вершинина 47 E-mail: DoomBlade@Sibmail.com

В докладе рассмотрен фиксированный аттенюатор для коаксиального тракта, работающий в диапазоне 0..18 ГГц. Аттенюатор был реализован на микрополосковая линия с подвешенной подложкой. Приведены расчетные формулы для входного (выходного) сопротивления и затухания.

В широкополосной измерительной аппаратуре СВЧ-диапазона большое применение находят фиксированные аттенюаторы на резистивных пластинах. Их преимущества – широкополосность, малый коэффициент отражения, малые габариты, возможность реализации дискретных значений в большом интервале изменений ослабления.

В качестве основы топологии аттенюатора была выбрана микрополосковая линия с подвешенной подложкой. Ее вариант показан в поперечном сечении на рис. 1. Как видно из рисунка, линия содержит полосковой проводник, поддерживаемый тонкой диэлектрической подложкой, нижняя поверхность которой металлизирована. Основными преимуществами подвешенной линии являются меньшая зависимость характеристик при изменении диэлектрической постоянной подложки, более простая реализация высоких значений волнового сопротивления и меньший уровень потерь.



Рис. 1. Поперечное сечение микрополосковой линии с подвешенной подложкой в круглом волноводе

Методом конформного отображения с использованием электростатической аналогии на постоянном токе в [1] получены выражения для входного (выходного) сопротивления и затухания аттенюаторной пластины прямоугольной формы. Расчетные формулы для входного (выходного) сопротивления и затухания имеют вид:

$$R_{\rm BX} = R_{\rm BLIX} = \rho \cdot \frac{K' \left( Sin\left(\frac{\pi \cdot w}{2 \cdot D}\right) \right)}{2 \cdot K \left( Sin\left(\frac{\pi \cdot w}{2 \cdot D}\right) \right)}$$
(1)

$$A = \frac{8.68 \cdot \pi \cdot L}{D} \tag{2}$$

где  $\rho$  – поверхностное сопротивление резистивного слоя; A – коэффициент ослабления, дБ; L и D – длина и ширина резистивного слоя соответственно; w – ширина токонесущего проводника; K, K' – полные эллиптические интегралы первого рода.

При моделировании в САПР ширина токонесущего проводника подбиралась таким образом, чтобы обеспечить волновое сопротивление порта, близкое к 50 Ом, и составила w = 0.95 мм. Модель приведена на рис. 2. Входное (выходное) сопротивление было задано равным 50 Ом, коэффициент ослабления 10 дБ. По формулам (1) и (2) были вычислены длина и ширина резистивного слоя, которые составили L = 0.991 мм; D = 1.9 мм.

В качестве поглощающего элемента был выбран плоский резистивный слой, геометрические параметры которого показаны на рис. 3.



Рис. 2. Модель воздушной микрополосковой линии с подвешенной подложкой



Рис. 3. Геометрия резистивного слоя

При проектировании аттенюатора с этими размерами резистивного слоя необходимое значение коэффициента ослабления получить не удалось. Но поскольку он зависит только от геометрических размеров резистивного слоя, то оказалось достаточным ввести поправочный коэффициент, уменьшающий его длину на 0,054 мм.

Для более точного учета влияния корпуса на характеристики аттенюатора с обеих сторон платы была дополнительно выполнена металлизация. Полученная модель аттенюатора представлена на рис. 4.

Частотные зависимости параметров аттенюатора приведены на рис. 5.



Рис. 4. Модель аттенюатора



Рис. 5. Частотные зависимости параметров аттенюатора с коэффициентами ослабления из интервала 1...15 дБ с шагом в 1 дБ: *а* – зависимость коэффициента ослабления от частоты; б – зависимость модуля коэффициента отражения от частоты

Приведенные в работе выражения для входного (выходного) сопротивления и затухания позволили рассчитать резистивные пластины прямоугольной формы широкополосных СВЧ аттенюаторов для коаксиального тракта сечением 3,5/1,52 мм. Рассчитанные значения величины входного (выходного) сопротивления и затухания совпали со значениями, полученными при моделировании в САПР.

#### Список литературы

1. Садков В.Д., Горячев Ю.А. Расчет тонкопленочной аттенюаторной пластины // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. – 1977. – Вып. 2. – С. 13–19.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ВТСП ФИЛЬТРОВ В КАЧЕСТВЕ ЗАЩИТНЫХ УСТРОЙСТВ

И. В. Говорун, А. А. Лексиков (научный руководитель)

Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН 660036, Красноярск, Академгородок E-mail: leksikov@iph.krasn.ru

Численным моделированием исследованы устройства защиты от радиоимпульса большой мощности, представляющие собой по структуре двухзвенные микрополосковые фильтры, полосковые проводники которых выполнены из ВТСП.

Перспективность использования ВТСП пленок в устройствах защиты от мощного радиоимпульса обусловлена малым временем перехода из сверхпроводящего состояния в нормальное (порядка долей пикосекунды) при превышении протекающего в пленке тока критического значения. В [1] предложено устройство защиты от радиоимпульса, представляющее собой по сути микрополосковый фильтр на регулярных резонаторах, полосковые проводники которых выполнены из ВТСП материала. Предполагалось, что работать оно должно следующим образом. При поступлении мощного сигнала на вход в резонаторах устройства возбуждаются токи, плотность которых превышает критическое значение, и ВТСП переходит в нормальное состояние. В этом состоянии проводимость полосковых проводников резко падает, а вместе с этим и добротность резонаторов, что приводит к ограничению мощности, проходящей на выход устройства. Следует отметить, что при поступлении мощного сигнала на вход такого устройства в нормальное состояние перейдет лишь средняя часть входного резонатора, а не все полосковые проводники целиком. Вопервых, плотность высокочастотных токов, наводимых в резонаторах, во входном резонаторе больше по сравнению с выходным, а, во-вторых, на резонансной частоте (рабочей частоте устройства) она имеет максимум (пучность) в центральной части резонатора. Поэтому при конструировании подобных защитных устройств важно знать, как зависит уровень отражения сигнала устройством в запертом состоянии при переходе в нормальное состояние среднего участка входного резонатора от относительной длины этого участка. Кроме того, актуальной является задача увеличения этого уровня отражения, т.к. им определяется максимальный уровень мощности, с которым устройство может работать, не выходя из строя.



Рис. 1. Топологии полосковых проводников в моделях двухзвенных микрополосковых устройств защиты

Исследования проводились с помощью программы Sonnet Lite – ранее было показано, что микрополосковые устройства защиты на основе ВТСП пленок достаточно точно моделируются с помощью подобных программ [2, 3]. Кроме центральной частоты и ширины полосы пропускания для устройства защиты важными параметрами являются уровень подавления сигнала ( $L_{3an}$ ) и уровень отражения ( $R_{3an}$ ) в запертом состоянии. Последний параметр особенно важен, т.к. от него в первую очередь зависит, какая доля поступающей на вход устройства мощности будет рассеиваться в нем. Зависимости этих величин от конструктивных параметров резонаторов и исследовались в данной работе. Для определенности была выбрана подложка с  $\varepsilon = 10$ , что соответствует сапфиру, который часто применяется в микрополосковых СВЧ устройствах на основе ВТСП [4]. Толщина подложки 0.5 мм. Центральная частота полосы пропускания в открытом состоянии всегда настраивалась на 4050 МГц, а относительная ширина полосы – на 7 %. Исследовались двухзвенные конструкции с емкостным подключением к внешним линиям.

Переход участка резонатора в нормальное состояние моделировался увеличением его поверхностного сопротивления до 100 Ом/□ – величины, взятой из измерений на ВТСП пленочных образцах.

На рис. 1, а и б приведены топологии полосковых проводников вариантов модели устройства, где введены следующие обозначения: l<sub>r</sub> – общая длина полоскового проводника резонатора;  $l_i$  – длина участка, переходящего в нормальное состояние в запертом режиме устройства;  $W_e$  – ширина внешних участков резонаторов;  $W_i$  – ширина внутреннего участка резонатора, переходящего в нормальное состояние. А на рис 2 для иллюстрации приведены частотные зависимости коэффициентов прохождения ( $S_{12}$ ) и отражения ( $S_{11}$ ) модели устройства (рис. 1, а) для двух его состояний – открытого (сплошные кривые) и запертого (штрихованные), когда средняя часть входного резонатора, составляющая 1/3 его длины  $(l_i/l_r = 1/3)$ , переведена в высокорезистивное состояние, соответствующее переходу ВТСП в нормальное состояние. При этом другие параметры модели были следующими:  $l_r = 13.4$  мм,  $W_e = 0.6$  мм, S = 1.15 мм. Видно, что в открытом состоянии устройство имеет полосу пропускания 3900...4200 МГц, а в запертом состоянии подавление сигнала  $L_{3an} = |S_{12}| \ge 25$  дБ, причем во основном за счет отражения от входа в устройство:  $R_{3an} = S_{11} \sim -0.4$  дБ. Эти параметры относятся к числу важнейших для устройств защиты. Поэтому целесообразно выяснить, как влияет отношение  $l_i/l_r$  на эти параметры, т.к. очевидно, что при срабатывании устройства лишь некоторая часть в средине входного резонатора перейдет из сверхпроводящего состояния в нормальное.



Рис. 2. Частотные зависимости коэффициентов прохождения и отражения модели устройства для двух состояний: открытого (сплошные линии) и закрытого (штрихованные линии)

На рис. 3 приведены зависимости минимальных уровней подавления  $L_{3an}$  и отражения  $R_{3an}$  в рабочей полосе запертого устройства от  $l_i/l_r$ , полученные в результате моделирования на конструкции, показанной на рис. 1, *а*. Видно, что уменьшение длины части резонатора, переходящей в нормальное состояние, ведет к уменьшению подавления сигнала, однако снижаются при этом и потери на отражение, т.е. коэффициент отражения растет. Это значит, что снижается часть мощности, поглощаемая устройством.



Рис. 3. Зависимости минимальных уровней подавления  $L_{3an}$  и отражения  $R_{3an}$  в рабочей полосе запертого устройства от относительной длины участка резонатора, переходящего в нормальное состояние,  $l_i/l_r$  для конструкции, показанной на рис. 1, *а* 



Рис. 4. Зависимости минимальных уровней подавления  $L_{3an}$  и отражения  $R_{3an}$  в рабочей полосе запертого устройства от отношения относительной ширины участка, переходящего в нормальное состояние,  $W_i/W_e$  для конструкции, показанной на рис. 1,  $\delta$ 

В целях снижения порога срабатывания устройства необходимо участок, переходящий в нормальное состояние, сужать, как показано на рис. 1,  $\delta$ . Когда этот участок находится в сверхпроводящем состоянии, то его сужение мало влияет на добротность резонатора. При переходе в нормальное, высокорезистивное состояние чем он уже, тем выше его сопротивление, а, значит, ниже добротность резонатора. Можно было бы ожидать вследствие этого увеличения уровня запирания  $L_{3an}$ . Интересно, конечно, как себя ведет при этом и минимальный уровень отражения  $R_{3an}$ . Как показали исследования, вопреки ожиданиям  $L_{3an}$ , хоть и не сильно, но уменьшается, а отражение растет. На рис. 4 приведены зависимости  $L_{3an}$  и  $R_{3an}$  от отношения ширины средней части резонатора  $W_i$  к его полной ширине  $W_e$ . Отметим, что длина сужаемого участка  $l_i$  в данном исследовании составляла 1 мм при полной длине резонатора  $l_r \approx 13$  мм (т.е.  $l_i/l_r < 0.1$ ), что позволяет считать распределение плотности тока по длине этого участка равномерным. Ширина участка  $W_i$  варьировалась от 0.05 мм до полной  $W_e = 0.6$  мм.

Таким образом, моделирование ВТСП микрополоскового защитного устройства показывает, что уменьшение длины и ширины участка, переходящего в нормальное состояние, ведет к тому, что все в большей степени ослабление сигнала в запертом состоянии осуществляется за счет его отражения от входа. Последнее очень важно для подобных устройств, т.к. позволяет им сохранять работоспособность после воздействия более мощных импульсов.

В запертом состоянии коэффициент передачи устройства в большой степени должен определяться частотной зависимостью коэффициента связи микрополосковых резонаторов, характер которой зависит от конфигурации резонаторов и их взаимного расположения. На рис. 5 приведены топологии полосковых проводников еще двух исследовавшихся моделей устройства защиты, в которых полосковые проводники резонаторов свернуты в виде шпильки. В этих моделях, как и ранее, длина участка входного резонатора, переходящего в нормальное состояние,  $l_i = 1$  мм, а ширина полоскового проводника резонатор  $W_e = 0.6$  мм. Общая длина полоскового проводника резонатора ~13 мм,  $l_w = 2.4$  мм, S = 0.15 мм в варианте a и S = 0.6 мм в варианте  $\delta$ .



Рис. 5. Варианты топологии полосковых проводников и взаимной ориентации резонаторов в моделях двухзвенных микрополосковых устройств защиты

На рис. 6 приведены результаты исследования этих конструкций, из которых следует, что характер зависимости  $L_{3an}$  от отношения  $W_i/W_e$  противоположен, а  $R_{3an}$  аналогичен полученным для модели, изображенной на рис. 1, б. При этом уровни отражения сигнала в запертом состоянии получились примерно такими же, а уровни подавления – значительно большими. Этот факт свидетельствует о том, что правильным выбором топологии резонаторов устройства и их взаимного расположения можно существенным образом улучшить его характеристики.

Необходимо отметить, что двухзвенные конструкции, изображенные на рис. 1,  $\delta$  и 5, a, известны как конструкции с аномальным поведением коэффициента связи от расстояния *S* между резонаторами [5, 6], поэтому получить на их основе устройства с широкой рабочей полосой невозможно. Для широкополосных устройств можно использовать конструкцию с рис. 5,  $\delta$ .



Рис. 6. Зависимости минимальных уровней подавления L<sub>зап</sub> (жирные линии) и отражения R<sub>зап</sub> в рабочей полосе запертого устройства от относительной ширины участка, переходящего в нормальное состояние, *W*<sub>i</sub>/*W*<sub>e</sub> для конструкций, показанных на рис. 5, *a* − сплошные линии, 5, *б* − штрихованные

Следует отметить, что на практике необязательно выполнять полосковые проводники устройства из ВТСП целиком. Достаточно, чтобы из ВТСП был выполнен лишь зауженный участок входного резонатора.

Заключение. Моделированием с помощью программы Sonnet Lite исследованы устройства защиты от мощного радиоимпульса, по структуре представляющие собой двухзвенные микрополосковые фильтры с полосковыми проводниками из ВТСП пленки. Показано, что при соответствующем выборе конфигурации резонаторов и их взаимного расположения можно существенно улучшить характеристики устройства – повысить уровень заграждения и, главное, уровень отражения сигнала от входа в запертом состоянии устройства.

#### Список литературы

1. Козырев А.Б. Эффект быстрого переключения сверхпроводниковых пленок и возможности его использования в СВЧ-микроэлектронике // Соросовский образовательный журнал. – 2004. – Т. 8. № 1. – С. 93–100.

2. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Говорун И.В. Микрополосковое защитное устройство // Труды XVIV Международной Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, 2009. – С. 511–512.

3. Говорун И.В., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Защитные устройства на основе микрополосковых резонаторов с ВТСП управляющим элементом // Известия вузов. Физика. – 2010. – № 9/2. – С. 175–179.

4. Newman N., Lyons W.G. High-Temperature Superconducting Microwave Devices: Fundamental Issues in Materials, Physics, and Engineering // Journal of Superconductivity. – 1993. – V. 6. – No 3. – P. 119–160.

5. Беляев Б.А., Лалетин Н.В., Лексиков А.А. Коэффициенты связи нерегулярных микрополосковых резонаторов и частотно-селективные свойства двухзвенной секции на их основе // Радиотехника и Электроника. – 2002. – Т. 47. № 1. – С. 14–23.

6. Беляев Б.А., Сержантов А.М. Исследование коэффициентов связи шпильковых резонаторов // Радиотехника и Электроника. – 2004. – Т. 49. № 1. – С. 24–31.

# МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ЦЕЛИ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

Ю. В. Буранов, П. А. Панасов, И. Е. Афонин (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж) 394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а E-mail: ilyaafonin@yandex.ru

В статье представлены результаты разработки математической модели радиолокационного сигнала, отраженного от воздушной цели, представляющей собой объект сложной формы. Моделирование производилось с помощью программы Mathcad. Также произведен анализ полученных результатов и намечены пути дальнейшей работы.

Существует ряд теоретических подходов к анализу отражающей поверхности тел различной формы [1, 2]. Принимая во внимание геометрическую сложность реальных радиолокационных объектов, а также значительное превышение размеров протяженных целей длины волны, наиболее приемлемыми оказываются геометрическая теория дифракции [1] и физическая теория дифракции, а именно метод геометрической теории дифракции Келлера [3] и метод краевых волн Уфимцева [4]. Эти методы сочетают в себе простоту, присущую чисто геометрической оптике, с необходимым условием учета и рассмотрения фаз и длин волн при отражении сигнала от цели.

Здесь наиболее важным является полная взаимная компенсация составляющих поля рассеяния с противоположными фазами, которая приводит к подавлению результирующего излучения от всех частей протяженной цели за исключением участков вблизи геометрических разрывов. Это и позволило ввести понятие центров рассеяния (ЦР), локализованных вблизи точек разрыва непрерывной поверхности тела. В геометрической теории дифракции в связи с этим вводится понятие дифрагированных лучей при касании и встрече падающих лучей с центрами рассеяния, а именно, с кромками, углами или вершинами граничных поверхностей. При зеркальном отражении этими лучами обычно пренебрегают, однако в отсутствие его, последние становятся преобладающими.

Амплитуда и фаза каждого луча меняется от точки к точке и зависит от формы, размеров разрывов, определяющих ход луча. Таким образом, центры рассеяния реальной цели своим возникновением в большей степени обязаны суперпозиции дифрагированных лучей в местах разрывов, чем плоским поверхностям с зеркальным отражением. Иными словами центр рассеяния – это не какая-либо геометрическая точка протяженной цели, а некоторая совокупность отражающих элементов. Сигнал, отраженный от такого центра рассеяния характеризуется амплитудой, пропорциональной эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) этого центра и начальной фазой. Однако на практике начальная фаза считается равной нулю, а ее влияние учитывается при локализации центров рассеяния на поверхности протяженной цели, то есть включается фазовый множитель, пропорциональный расстоянию, выраженному в длинах волн от центра рассеяния до радиолокационной станции (РЛС) [5].

В общем случае центры рассеяния перемещаются относительно геометрического центра протяженной цели, когда меняется угол обзора, однако, в пределах небольших секторов наблюдения можно считать их в среднем практически неподвижными и характеризовать координатами в связанной системе координат протяженной цели.

Поле рассеяния всей протяженной цели представляется, таким образом, векторной суммой полей отдельных центров рассеяния. При этом сигналы от большинства центров рассеяния в характерных условиях радиолокационного наблюдения можно считать статистически независимыми [5].

Исторически, экспериментальные исследования с целью отыскания центров рассеяния начали проводиться с позиций оптики. Поэтому центры рассеяния были названы «блестящими» точками (БТ). Оптические методы определения местоположения центров рассеяния с успехом применяются и в настоящее время [1, 2]. Ряд методов визуализации центров рассеяния связан с применением когерентных источников света, а также с использованием широкополосных сигналов, обеспечивающих высокую разрешающую способность, как по дальности, так и по угловым координатам. Оригинальный метод визуализации центров рассеяния, использующий спектральный анализ предложен в [6].

Модель полезного радиолокационного сигнала получается путем вычисления сигналов, отраженных только от наиболее «ярких» точек ЭПР цели, которые могут быть представлены в виде разбросанных точечных рассеивателей. Местоположение и отражательные способности рассеивателей зависят от формы, размеров и физических свойств цели. Местоположение рассеивателей выражается в фиксированных координатах точек в системе координат корпуса цели. Кроме того, радиолокационный сигнал рассеивателей является чувствительным к ракурсу цели, так как некоторые из поверхностей могут затенять отраженный сигнал от других поверхностей.

На рис. 1 представлена модель, состоящая из 13 «блестящих» точек и разработанная применительно к самолету-истребителю, полученная на основе сочетания теоретического анализа с проведением аналоговых измерений высокого разрешения на масштабных моделях целей. Области ракурсов, при которых каждый из рассеивателей добавляет свою долю энергии в сигнал, помечены круговыми сегментами и дугами (полный круг означает всенаправленное рассеяние) [5]. Из рис. 1 видно, что типовые цели обладают конечным числом достаточно четко локализованных на поверхности цели центров рассеяния. Это позволяет выделить данную математическую модель из числа чисто статистических моделей, в которых делается предположение о большом количестве произвольно расположенных многократно переизлучающих центров рассеяния.



Рис. 1. Модель самолета-истребителя

Таким образом, для описания сигнала, отраженного от цели сложной формы, необходимо выполнить следующую последовательность действий. Во-первых, необходимо задать вектор координат «блестящих» точек  $r_i$  в связанной с целью системе координат (СК), вектор нормали ЭПО каждой БТ  $n_i$  и углы, ограничивающие наблюдение БТ  $A_i$ :

$$r_{i} = (x_{i}, y_{i}, z_{i}),$$

$$n_{i} = (x_{ni}, y_{ni}, z_{ni}),$$

$$A_{i} = (a_{1}...a_{n})$$
(1)

где  $i = \overline{1,13}$  – номер «блестящей» точки; n – количество «блестящих» точек.

Кроме того, необходимо задать радиус-вектор направления на воздушную цель (ВЦ) *r*0 и углы ее пространственного положения относительно точки наблюдения (бортовой

$$F(a,b,c) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(a) & \sin(a) \\ 0 & -\sin(a) & \cos(a) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(c) & \sin(c) & 0 \\ -\sin(c) & \cos(c) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(b) & 0 & -\sin(b) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(b) & 0 & \cos(b) \end{pmatrix},$$
(2)

где а, b, с – угол крена, угол рысканья и угол тангажа ВЦ соответственно.

Для описания результирующего сигнала необходимо рассчитать параметры наблюдения БТ. Дальность до каждой из БТ рассчитывается по следующей формуле:

$$D_i = \sqrt{X_i \cdot X_i^T},\tag{3}$$

где  $X_i = r0 + r_i \cdot F$  – вектор наблюдения *i*-й «блестящей» точки;  $X_i^T$  – транспонированный вектор наблюдения *i*-й БТ.

В зависимости от ракурса наблюдения ВЦ не все «блестящие» точки будут отражать зондирующий сигнал. Для того, чтобы это учесть необходимо рассчитать угол между радиус-вектором БТ и вектором нормали ЭПО этой точки:

$$\beta_{i} = \arccos\left(\frac{-X_{i} \cdot Y_{i}^{T}}{\sqrt{X_{i} \cdot X_{i}^{T}} \cdot \sqrt{Y_{i} \cdot Y_{i}^{T}}}\right),\tag{4}$$

где  $Y_i = n_i \cdot F$  – вектор нормали ЭПО *i*-й «блестящей» точки;  $Y_i^T$  – транспонированный вектор нормали ЭПО *i*-й БТ, а также вектор ЭПО каждой «блестящей» точки с учетом угла наблюдения ВЦ:

$$E_i = \sqrt{Y_i \cdot Y_i^T}.$$
(5)

С учетом того, что не все «блестящие» точки отражают зондирующий сигнал, вектор ЭПО воздушной цели примет следующий вид:

$$E_i' = E_i^* \cdot E_i, \tag{6}$$

где  $E_i^* = \begin{cases} 1, \beta_i < a_i \\ 0, \beta_i > a_i \end{cases}$  – вектор «видимости» БТ.

Таким образом, результирующий сигнал, отраженный от ВЦ, представляет собой результат интерференции сигналов, отраженных от всех БТ, составляющих объект сложной формы, коим и является любая ВЦ:

$$S_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{N} E'_{i} \cdot K_{\Pi} \cdot S_{u_{3\pi}}(t - t_{aab}), \qquad (7)$$

где  $K_{II}$  – коэффициент потерь в среде распространения;  $S_{u_{3R}}(t)$  – зондирующий радиолокационный сигнал;  $t_{sadi} = \frac{2D_i}{c}$  – время задержки сигнала от *i*-й «блестящей» точки; N – количество «блестящих» точек. На рис. 2 представлены результаты моделирования процесса отражения радиолокационного импульсного сигнала от одиночной цели представленной совокупностью блестящих точек, причем показаны только сигналы, отраженные от доминирующей блестящей точки, двух второстепенных, SS(t,2) и результирующий сигнал.



Рис. 2. Результат моделирования процесса отражения сигнала от блестящих точек ВЦ: 1 – сигнал, отраженный от доминирующей блестящей точки; 2, 3 – сигналы, отраженные от двух второстепенных блестящих точек; 4 – результирующий сигнал, отраженный от ВЦ, представленной совокупностью блестящих точек

Анализ полученных графиков дает возможность сделать следующие выводы:

 на характер отражения от сложной цели в большей степени оказывают влияние доминирующие блестящие точки, т.е. имеющие большую ЭПО (например, фазированная антенная решетка БРЛС самолета противника);

 суммарный сигнал имеет большее амплитудное значение, чем сигнал, отраженный от любой из блестящих точек;

 смещение блестящей точки относительно мгновенного центра отражения имеет вид аддитивного шума на суммарном сигнале, причем уровень шума составляет не более 10 процентов от амплитуды результирующего сигнала.

Таким образом, допустимо представление одиночной сложной цели ее мгновенным центром отражения, при этом отраженный от цели сигнал необходимо представить аддитивной смесью полезной составляющей и шума.

Использование данных результатов возможно только при создании математической модели неподвижных целей. Для реальных воздушных целей необходимо также учитывать траекторные нестабильности самолета при полете в турбулентной атмосфере, а также упругие деформации всего корпуса летательного аппарата, которые будут приводить к смещениям блестящих точек относительно друг друга [5].

Учет этих процессов принято осуществлять в виде нормального шума координат (угловых или линейных в зависимости от алгоритма обработки).

Среднеквадратическое отклонение разности расстояний отдельных блестящих точек от мгновенного центра отражения определяется суммой:

$$\sigma_{\Delta}^{2} = \sigma_{K}^{2} + \sigma_{Tp}^{2} + \sigma_{III}^{2}, \qquad (8)$$

где  $\sigma_{K}^{2}$  – СКО разности расстояний, обусловленное упругими деформациями корпуса летательного аппарата;  $\sigma_{Tp}^{2}$  – СКО разности расстояний, обусловленное траекторными нестабильностями самолета при полете в турбулентной атмосфере;  $\sigma_{III}^{2}$  – СКО разности расстояний, обусловленное шумовой составляющей. Таким образом, по результатам моделирования и анализа известных источников определено, что величина  $\sigma_{\Delta}^2$  не превышает 10 процентов от длины волны зондирующего сигнала и, следовательно, не оказывает влияния на полученные выводы.

#### Список литературы

1. Справочник по радиолокации в 4-х томах: пер. с англ. / под ред. М. Сколника. – М.: Сов. радио, 1976-1979.

2. Авиационные радиолокационные комплексы и системы: учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС / П.И. Дудник, Г.С. Кондратенко, Б.Г. Татарский, А.Р. Ильчук, А.А. Герасимов. Под ред. П.И. Дудника. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006. – 1112 с.

3. Keller J.B. Geometrical theory of diffraction. – J. Opt. Soc. Am., 1962, v.52, № 2. – pp. 116-130.

4. Уфимцев П.Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции. – М.: Сов. радио, 1962. – 244 с.

5. Методика распознавания и наведения ракеты в наиболее уязвимую область на теле цели: отчет о НИР (итоговый): шифр «Компромисс» / Ставропольское ВВАИУ: рук. Д.В. Винокуров; исп. В.И. Винокуров – Ставрополь, 2007. – 59 с. – СВВАИУ.

6. Граф Г. Система для одновременного отображения рассеивающих центров вращающихся радиолокационных целей. – М, ВЦП, перевод № Д-28569, 1982.

7. ГОСТ 20058-80. Динамика летательных аппаратов в атмосфере. Термины, определения и обозначения. – Взамен ГОСТ 20058-74; введ. 1981.07.01. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам, 1981. – 54 с.

# ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫЕ ПОТОКИ ЭНЕРГИИ В МАЛОЭЛЕМЕНТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

А. С. Запасной, А. П. Лопатина, В. П. Беличенко (научный руководитель)

Национальный исследовательский Томский государственный университет 634050, Томск, пр. Ленина, 36 E-mail: zas rff@sibmail.com

Исследуются интерференционные потоки энергии в малоэлементной антенной решетке из идентичных излучателей. При анализе потока в дальней зоне использованы два метода: метод векторного потенциала и представление полей мультипольными разложениями. Изучение потока в ближней зоне основывается на мультипольных разложениях полей. Получены и проанализированы расчетные соотношения для интерференционной составляющей мощности излучения и для действительного интерференционного потока энергии в ближней зоне антенной решетки.

В [1] на основе качественных рассуждений делается вывод о том, что два монохроматических источника излучения, расстояние между которыми значительно меньше длины волны и разность фаз колебаний неизменна, могут излучать удвоенное значение суммарной энергии. Обосновывая непротиворечивость этого факта закону сохранения энергии, авторы дают ему физическое толкование. Тем не менее, электродинамическое описание этого феномена в [1] отсутствует.

В [2, 3] при построении теории антенных решеток используется спектральный подход к анализу антенных решеток. При этом в [3], например, основное внимание в одной из глав уделяется эффектам "ослепления" и их физической интерпретации.

Данная работа продолжает исследования, представленные в [4, 5] и имеет, в конечном итоге, целью с иных позиций рассмотреть вышеупомянутые эффекты. Рассмотрим трехэлементную антенную решетку из идентичных монохроматических излучателей. Излучатели представляют собой эквидистантно размещенные в декартовой системе координат х, у, z электрические диполи. Моменты диполей  $p_1$ ,  $p_2$ ,  $p_3$  ориентированы параллельно оси Ох (см. рис. 1). Начальные фазы токов в диполях равны, соответственно,  $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ . Определим вначале мощность, излучаемую антенной решеткой через сферу произвольного радиуса r = a > b, стремящегося к бесконечности.

При расчете воспользуемся методом векторного потенциала и общими соотношениями для полей в дальней зоне произвольного распределения электрических и магнитных токов, приведенными в [6]. Согласно этим соотношениям было записано выражение для радиальной компоненты вектора Пойнтинга в сферической системе координат  $r, \theta, \varphi$ . Выражение для представляющей особый интерес радиальной компоненты плотности интерференционного потока мощности  $S_r^{int}$ , обусловленного интерференцией полей отдельных излучателей, имеет следующий вид

$$\begin{split} S_{r}^{\text{int}} &= \frac{1}{2} \cdot \operatorname{Re} \left\{ E_{\theta}^{(1)} H_{\varphi}^{(2)*} + E_{\theta}^{(2)} H_{\varphi}^{(1)*} + E_{\theta}^{(1)} H_{\varphi}^{(3)*} + E_{\theta}^{(3)} H_{\varphi}^{(1)*} + E_{\theta}^{(2)} H_{\varphi}^{(3)*} + E_{\theta}^{(3)} H_{\varphi}^{(2)*} \right\} - \\ &- \frac{1}{2} \cdot \operatorname{Re} \left\{ E_{\varphi}^{(1)} H_{\theta}^{(2)*} + E_{\varphi}^{(2)} H_{\theta}^{(1)*} + E_{\varphi}^{(1)} H_{\theta}^{(3)*} + E_{\varphi}^{(3)} H_{\theta}^{(1)*} + E_{\varphi}^{(2)} H_{\theta}^{(3)*} + E_{\varphi}^{(3)} H_{\theta}^{(2)*} \right\}, \end{split}$$

здесь индексами 1,2,3 помечены компоненты электрического и магнитного полей соответствующих диполей; звездочка означает комплексное сопряжение.



Рис. 1. Геометрия задачи

Сам интерференционный поток мощности  $P_r^{\text{int}}$  получается в результате интегрирования  $S_r^{\text{int}}$  по поверхности сферы r = a. При этом оказывается, что он может быть представлен в виде следующего выражения:

$$P_{r}^{\text{int}} = P_{r}^{\text{int}}(1,2) + P_{r}^{\text{int}}(2,3) + P_{r}^{\text{int}}(1,3),$$
(1)  

$$P_{r}^{\text{int}}(1,2) = \frac{kZ_{0}}{4\pi b} |p_{1}| |p_{2}| \frac{d}{db} [bj_{1}(kb)] \cdot \cos(\varphi_{1} - \varphi_{2}),$$
(1)  

$$P_{r}^{\text{int}}(2,3) = \frac{kZ_{0}}{4\pi b} |p_{2}| |p_{3}| \frac{d}{db} [bj_{1}(kb)] \cdot \cos(\varphi_{2} - \varphi_{3}),$$
(1)

$$P_{r}^{int}(1,3) = \frac{kZ_{0}}{8\pi b} |p_{1}| |p_{3}| \frac{d}{db} [bj_{1}(2kb)] \cdot \cos(\varphi_{1} - \varphi_{3}),$$

где k – волновое число;  $Z_0$  – волновое сопротивление среды;  $j_1(kb)$  – сферическая функция Бесселя 1-го порядка [7].

Анализ выражения (1) позволяет сделать следующие выводы:

 Интерференционный поток мощности излучения имеет три составляющие, которые зависят от начальных фаз токов в диполях, и пропорциональны произведению их дипольных моментов.

2. Поток принимает максимальное значение при синфазном возбуждении диполей. Если разности начальных фаз смежных диполей равны  $\pm \frac{\pi}{2}$ , то поток значительно ослабляется.

3. Поток является осциллирующим: при  $0 < kb \le 2,7$  принимает положительные значения монотонно убывая, затем при  $2,7 < kb \le 6,2$  становится отрицательным. Следовательно, в зависимости от расстояния между излучателями интерференционный поток мощности излучения может либо давать вклад в суммарный поток, либо приводить к его уменьшению.

Были также произведены расчеты комплексного интерференционного потока мощности через сферу радиуса r = a несколько большего, чем расстояние между излучателями. При этом воспользовались общими мультипольными разложениями для полей произвольной системы электрических и магнитных токов в сферической системе координат [8]. В результате оказалось, что действительная часть интерференционного потока мощности определяется выражением

$$\operatorname{Re}\left\{ P_{r}^{\operatorname{int}}\right\} = \frac{kZ_{0}}{4\pi b} \cdot \left\{ \left| p_{1} \right| \left| p_{2} \right| \frac{d}{db} \left[ bj_{1} \left( kb \right) \right] \cdot \cos\left( \varphi_{1} - \varphi_{2} \right) - \left| p_{2} \right| \left| p_{3} \right| \frac{d}{db} \left[ bj_{1} \left( kb \right) \right] \cdot \cos\left( \varphi_{2} - \varphi_{3} \right) + \frac{1}{2kb} \cdot \left| p_{1} \right| \left| p_{3} \right| \cos\left( \varphi_{1} - \varphi_{3} \right) \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n} \left( 2n+1 \right) \left[ \left( \frac{d}{db} \left[ bj_{n} \left( kb \right) \right] \right)^{2} - k^{2}b^{2}j_{n}^{2} \left( kb \right) \right] \right\}$$

После использования формулы удвоения [7] для сферических функций Бесселя было получено выражение полностью совпадающее с (1). Представление для  $Im\{P_r^{int}\}$  имеет достаточно громоздкий вид и здесь не приводится.

Следующий этап проведенного исследования связан с изучением структуры интерференционного потока энергии в ближней зоне антенной решетки. Его характерные особенности можно проиллюстрировать на примере рассмотрения более простой излучающей системы, представленной на рис. 2.

В данном случае расчетные соотношения удается получить только с привлечением мультипольных разложений для компонент полей. Для диполя с моментом  $p_1$  они имеют в сферической системе координат следующий вид:

$$E_{\theta}^{(1)} = -\frac{Z_0 p_1}{4\pi r b} \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) \frac{d}{dr} [rj_n(kr)] h_n^{(2)}(kb) \frac{dP_n(\cos\theta)}{d\theta},$$
  
$$H_{\varphi}^{(1)} = i \frac{kp_1}{4\pi b} \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) j_n(kr) h_n^{(2)}(kb) \frac{dP_n(\cos\theta)}{d\theta}.$$



Рис. 2. Геометрия задачи

Выражения для компонент поля диполя с моментом  $p_2$  более просты, что объясняется его расположением в начале системы координат:

$$E_{\rho}^{(2)} = -\frac{kZ_0 p_2}{4\pi r} \frac{d}{dr} \Big[ rh_1^{(2)}(kr) \Big] \frac{dP_1(\cos\theta)}{d\theta},$$
$$H_{\varphi}^{(2)} = i \frac{k^2 p_2}{4\pi} h_1^{(2)}(kr) \frac{dP_1(\cos\theta)}{d\theta}.$$

Записывая выражение для радиальной компоненты вектора Пойнтинга интерференционного потока энергии, и производя затем интегрирование этой компоненты по поверхности сферы r = a (рис. 2), получаем следующее выражение для действительной части интерференционного потока энергии

$$\operatorname{Re}\left\{ \mathbf{P}_{r}^{\operatorname{int}}\right\} = \frac{\left|p_{1}\right|\left|p_{2}\right|kZ_{0}}{4\pi b} j_{1}(kb)\cos(\varphi_{1}-\varphi_{2}) + \frac{\left|p_{1}\right|\left|p_{2}\right|kZ_{0}}{4\pi b} n_{1}(kb)\sin(\varphi_{1}-\varphi_{2}),\tag{2}$$

здесь  $n_1(kb)$  – сферическая функция Неймана первого порядка [7];  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  – начальные фазы токов в диполях. Видно, что поток состоит из двух частей. При  $kb \rightarrow 0$  и  $\varphi_1 - \varphi_2 = \pm \pi/2$  вклад в поток определяется только вторым слагаемым из (2), которое неограниченно нарастает. Именно с этим фактом связано ярко выраженное взаимодействие дипольных излучателей в области низких частот. При  $\varphi_1 - \varphi_2 = 0$  или  $\pi$  взаимодействие определяется уже первым слагаемым из (2). Существует также интервал значений электрического расстояния kb и разностей начальных фаз, при которых взаимодействие дипольных излучателей оказывается всьма существенным. В частности, оно может выражаться в значительном уменьшении суммарной мощности излучения антенной решетки. Выражение для мнимой части интерференционного потока энергии выглядит достаточно громоздко и здесь не приводится.

Рис. З иллюстрирует характер изменений интерференционного потока энергии (пронормированного на мощность излучения уединенного диполя Р) в зависимости от kb для нескольких значений разности начальных фаз. Отмечается монотонность зависимости при синфазном возбуждении диполей ( $\varphi_1 - \varphi_2 = 0$ ), очень существенное изме-

нение потока в области низких частот (0.4 < kb < 2.8,  $\varphi_1 - \varphi_2 = \pm \pi/2$ ) и достаточно плавное изменение в интервале значений 2.8 < kb < 6.



Рис. 3. Изменение потока энергии в зависимости от разности фаз токов в диполях

#### Список литературы

1. Крауфорд Ф. Волны / Пер. с англ. под ред. А.И. Шальникова и А.О. Вайсенберга. – изд. 2-е стереотип. – М.: Наука, 1976. – 528 с.

2. Чаплин А.Ф. Анализ и синтез антенных решеток. – Львов: Вища школа, 1987. – 180 с.

 Коняшенко Е.А., Шмыков В.Н. Спектральные представления в задачах возбуждения плоских взаимодействующих излучателей. – Иркутск: Изд-во Иркутского ун-та, 1989. – 248 с.

4. Беличенко В.П., Якубов В.П., Запасной А.С., Конкурирующие интерференционные потоки энергии в комбинированных антеннах и их влияние на полосу пропускания и мощность излучения // Известия вузов. Физика. – 2010. – № 9/2. – С. 110–111.

5. Запасной А.С., Беличенко В.П. Интерференционные потоки мощности излучения системы из двух электрических диполей // Известия вузов. Физика. – 2010. – № 9/2. – С. 112–113.

6. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.

7. Справочник по специальным функциям / под ред. М. Абрамовица и И. Стигана. – М.: Наука ГРФМЛ, 1979. – 832 с.

8. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. – М.: Радио и связь, 1983. – 296 с.

# ПРОГРАММА АВТОМАТИЗАЦИИ ИЗМЕРЕНИЙ И СТАТИСТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ СВЧ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ НА ОСНОВЕ СРЕДЫ INDESYS-MS

А. С. Сальников, И. М. Добуш, А. В. Степачева, Е. П. Каратаев, А. О. Абрамов

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) ansalnikov@gamil.com; igadobush@gmail.com

Разработан модуль для автоматизации процесса измерений, организации хранения и статистического анализа характеристик элементов СВЧ МИС на основе программной среды Indesys-MS. В качестве примера рассмотрен статистический анализ измеренных параметров рассеяния полевых гетероструктурных СВЧ транзисторов на полупроводниковой пластине.

Использование СВЧ монолитных интегральных схем (МИС) позволяет значительно улучшить характеристики радиоэлектронной аппаратуры и предоставляет возможность разрабатывать современные высококачественные средства космической, спутниковой, персональной и сотовой связи, телекоммуникационные и навигационные системы, системы цифрового телевидения и др.

Одним из ключевых этапов создания МИС является процесс измерения параметров активных и пассивных элементов непосредственно на полупроводниковой пластине. Он представляет интерес для различных специалистов [1], работающих в данной области (рис. 1):

• для инженеров-технологов, которым необходимо контролировать параметры устройств в течение всего цикла изготовления МИС на полупроводниковой пластине, иметь информацию о стабильности процесса, качестве используемых материалов, оперативно выявлять и устранять возникающие сбои оборудования и др.;

• для разработчиков математических моделей элементов МИС, которым нужно иметь достаточный набор экспериментальных данных для построения адекватных моделей элементов МИС;

• для инженеров-проектировщиков МИС, которым необходимо иметь представление о потенциальных возможностях технологии производства, включая предельные характеристики устройств, разброс параметров и др.



Рис. 1. Направления работ в области производства СВЧ МИС

В настоящей статье описан разработанный модуль на основе программной среды Indesys-MS, для решения задач автоматизации процесса измерений, организации хранения и статистического анализа характеристик элементов СВЧ МИС. В качестве базы для создания программного модуля была использована среда Indesys-MS [2]. Она реализована на основе программной платформы Indesys Framework [3], разработанной в Лаборатории интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) ТУСУР и ООО «Элликс». Среда обеспечивает автоматический поиск и идентификацию измерительных приборов, подключаемых через стандартные интерфейсы Ethernet, USB и GPIB.

Весьма трудоемким является процесс измерений параметров рассеяния транзисторов на полупроводниковой пластине в разных рабочих точках. Такие режимы используются для построения нелинейной модели. Поэтому целесообразно этот процесс автоматизировать.

Рассмотрим пример автоматизации измерений и статистического анализа параметров рассеяния полевых гетероструктурных СВЧ транзисторов на полупроводниковой пластине в различных рабочих точках.

Схема процесса измерений представлена на рис. 2, *а*. Модуль решает три основные задачи:

- автоматизация процесса измерений параметров рассеяния СВЧ транзистора;
- организация хранения результатов измерений;
- статистический анализ измеренных данных.



Рис. 2. Схема процесса измерений (а), блок-схема измерительного стенда (б), диалог измерений (в)

*Автоматизация процесса измерений*. Для зондовых измерений параметров рассеяния СВЧ транзисторов в НОЦ «Нанотехнологии» ТУСУР разработан стенд, структурная схема которого приведена на рис.26. В него входят:

 зондовая станция Cascade Microtech серии Summit 11К, используемая для размещения и фиксации полупроводниковой пластины с исследуемыми компонентами, а также обеспечивающая взаимодействие измерительных приборов с СВЧ МИС;

• векторный анализатор цепей (ВАЦ) Rohde & Shwartz (ZVA 40, 10 МГц – 40 ГГц) для измерения малосигнальных параметров рассеяния;

• двухканальный источник питания (ИП) Agilent E3646A для установки режима активного элемента по постоянному току;

• персональный компьютер для управления измерительным оборудованием.

После загрузки полупроводниковой пластины (с исследуемыми транзисторами) на измерительный столик и калибровки ВАЦ, на персональном компьютере необходимо запустить программу Indesys-MS и произвести конфигурирование измерительных приборов. Потом нужно поместить CBЧ зонды на транзистор и запустить диалог измерений (см. рис. 2, e) – режим «предустановка», задав производителя и тип транзистора, требуемые рабочие точки (диапазон и шаг изменения значений напряжений затвор-исток, сток-исток), а также ограничение по току для каждого канала ИП. Далее запускается полностью автоматический режим «измерение», в котором измеряются параметры рассеяния транзистора во всех рабочих точках, которые раннее задал оператор.

После завершения процесса измерений среда Indesys-MS позволяет выводить результаты экспериментальных данных в виде графических диаграмм (прямоугольных, интегральных, полярных и диаграмм Смита), в табличной форме, а также сохранять в базу данных.

**Организация хранения результатов измерений.** Для систематизации хранения результатов измерения была спроектирована база данных (БД) для сервера MySQL (рис. 3), состоящая из 7 таблиц. Результаты измерения параметров элементов хранятся на сервере в виде файлов соответствующих типов. БД структурирует информацию по проведённым измерениям, что позволяет облегчить поиск необходимой информации и делает возможным процесс сбора статистики.

Все таблицы в представленной БД можно разделить на 2 группы по типу хранимой информации: основные и дополнительные. В основных таблицах непосредственно хранятся результаты измерений, а в дополнительных – вспомогательная информация. Основные таблицы служат для хранения параметров рассеяния устройства или функционального элемента (s2p\_meas), результатов измерения вольт-амперных характеристик активных устройств (iv\_meas) и др. Вспомогательные таблицы служат для идентификации подложки, на которой расположено измеряемой устройство или элемент (wafers), информацию об условиях, в которых проводились измерения параметров (conditions) и возможные типы измеряемых элементов и устройств (types).

Статический анализ измеренных данных. После проведения измерений оператор имеет возможность произвести расчет параметров транзисторов (S-, H-параметры, Ft, Gmax, Idss и др.) и сбор статистики для выбранных параметров по заданной подложке. Для визуализации результатов анализа используются два вида специально разработанных графиков: гистограмма и «подложка».

При построении гистограммы производится расчет и вывод на график среднего значения  $(\bar{x})$ , среднеквадратичного отклонения ( $\sigma$ ), а также плотности вероятности нормального распределения (Гауссиана) [4].



Рис. 3. Диаграмма базы данных EER

Для оценки разброса параметров пользователю представлено нормальное распределение, а также указаны границы интервала  $\bar{x} - 3\sigma$  и  $\bar{x} + 3\sigma$ .

Второй вид графиков, используемый при статистическом анализе – это так называемый график «подложка», который представляет собой изображение пластины (подложки) с измеряемыми элементами на ней (рис. 4). Каждый элемент задается номером ряда и номером столбца, соответствующий его расположению. График визуализирует разброс параметров по подложке в виде цветового представления величины интересующего параметра.

Для каждого имеющегося на подложке прибора собирается представляющая интерес информация. При наведении на определенную область подложки можно получить всю рассчитанную информацию для прибора, расположенного в этой позиции.

Продемонстрируем возможности программы на примере измерений параметров рассеяния СВЧ транзисторов на полупроводниковой пластине. Задача состояла в сборе статистики для 17 транзисторов измеренных в двух режимах: ток стока 20 мА и 40 мА при напряжении сток-исток 3 В. После измерений полученные результаты и рассчитанные на основе них параметры были использованы для статистического анализа.

На рис. 4 приведены результаты сбора статистики в двух представлениях – гистограмма распределения и пространственное распределение максимального коэффициента усиления  $G_{\text{max}}$  и параметра  $S_{21}$  на частоте 10 ГГц, а также граничной частоты усиления Ft по пластине.



Рис. 4. Пример сбора статистической информации при помощи разработанного модуля в двух режимах работы транзистора: ток стока 20 мА (а) и ток стока 40 мА (б)

Таким образом, наличие единой компьютерной базы данных измерений позволяет систематизировать информацию об исследуемом устройстве (или целой партии устройств), на основе статистического анализа. Программная система является полезным инструментом, позволяющим повысить качество проектирования и изготовления СВЧ МИС. Система может быть востребована различными специалистами, работающими в области технологии изготовления, построения моделей и проектирования СВЧ МИС.

Работа выполнялась в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 – 2013 годы по направлениям «Нанотехнологии и наноматериалы» (П1418), «Создание электронной компонентной базы» (П1492), «Микроэлектроника» (П669, П499, 16.740.11.0092) и «Проведение исследований коллективами НОЦ по направлению «Микроэлектроника» (14.740.11.0135).

### Список литературы и источников

1. An automatic program suitable for on-wafer characterization and statistic analysis of microwave devices : ARFTG Conference Digest, Spring 2003. 61st // GW. Huanq, D.Y. Chiu and others. – 157-161 pp.

2. Программная среда Indesys MS [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://www.ellics.com/index.php?option=com\_remository&Itemid=102&func=startdown&id=14

3. М.А. Песков, С.Ю. Дорофеев, А.С. Барышников, С.Е. Кошевой, И.М. Добуш, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак. Интеллектуальная система автоматизированного проектирования СВЧ-устройств INDESYS // «Информационные технологии». – 2010. – № 2 – С. 42–48.

4. Теория вероятностей : учебник для вузов / Елена Сергеевна Вентцель. – 8-е изд., стереотип. – М. : Высш. шк., 2002. – 576 с.

319

# ДИАГРАММООБРАЗУЮЩИЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ С ПЕРЕИЗЛУЧАЮЩЕЙ ЛИНЗОЙ-КУПОЛОМ

#### И. И. Потапов, В. И. Готовко (научный руководитель)

ФГУП «ЦКБ «Геофизика» 660041, Красноярск, ул. ак. Киренского, 89 E-mail: adm@geockb.ru

Представлены результаты исследований гибридных антенн радиотехнических систем повышенной живучести к деструктивным внешним воздействиям с диаграммообразующей переизлучающей линзой-куполом. Приведён анализ конструкции функциональной линзы-купола, расширяющей сектор сканирования плоских ФАР путём создания дополнительных фазовых задержек по переизлучающим элементам. Выполнены расчёты параметров антенных систем с использованием методов геометрооптического приближения и матричного электродинамического анализа. Рассмотрены свойства амплитудно-фазовых распределений для элементов активных ФАР и параметры излучений в плоскости расширения сектора сканирования диаграммообразующей функциональной антенной системы.

Применение антенных укрытий (обтекателей) позволяет повысить защищённость радиотехнических систем (РТС) при эксплуатации в условиях деструктивных воздействий различных внешних факторов окружающей среды. Среди многообразия применяемых материалов и конструкций [1] выделяются жёсткие высокопрочные укрытия (обтекатели бортовых средств), представляющие сплошной металлический купол. Для обеспечения радиопрозрачности стенок укрытий применена переизлучающая антенная структура (ПАС), представляющая решётку пассивных излучателей проходного типа [2]. Данная конструкция позволяет создавать гибридные (комбинированные) диаграмообразующие антенные системы [3], в которых стенка купола выполняет функцию фазового корректора проходящих (отражённых) радиоволн. Применение ПАС в качестве антенных укрытий плоских ФАР с рассеивающей линзой представлено на рис. 1. Такая диаграммообразующая антенная система (купольная ФАР) способна обеспечить полусферический обзор пространства с помощью одной активной управляемой плоской ФАР. Введение дополнительных фазовых задержек по переизлучающим элементам укрытия реализует линзовые свойства купола. Задержка создаётся дополнительными фазовращателями или изменением длины линий передач соединяющих элементы решёток купола. При использовании круговой поляризации дополнительная фазовая задержка может быть реализована поворотом внутреннего переизлучающего элемента на определённый угол относительно оси элемента.

Для обеспечения пространственного обзора активная ФАР должна формировать амплитудно-фазовые распределения (АФР) нелинейного вида. Расчёт необходимого АФР для элементов активной ФАР может проводиться методами матричной электродинамики с детализацией распространения электромагнитных волн в диаграммообразующих элементах. Использование принципов геометрической оптики позволяет получить предварительные оценки общих параметров антенных систем без детального учёта конструктивных особенностей решёток ПАС.

Для проведения расчётов АФР необходимы исходные данные по геометрии размещения основных элементов укрытия и ФАР, функциональные зависимости фазовых задержек по элементам линзы-купола. Коэффициент расширения сектора сканирования  $K(\varepsilon)$ , равный отношению угла  $\varepsilon_1$  направления главного максимума модуля диаграммы направленности (ДН) антенной системы, к углу  $\varepsilon_0$  направления излучений без купола позволяет характеризовать основные свойства купольных ФАР. Существует несколько критериев выбора параметра  $K(\varepsilon)$ , например, обеспечение постоянства коэффициента направленного действия (КНД) в заданном секторе пространственных углов или увеличение КНД для требуемых угловых направлений и т.д. Дополнительная фазовая задержка по переизлучающим элементам линзы-купола сферической формы размером R и длине электромагнитной волны  $\lambda$ , при постоянстве величины  $K(\varepsilon) = K = \text{const}$ , рассчитывается по формуле

$$\psi(\varepsilon) = \frac{2\pi}{\lambda} R \int_{0}^{\varepsilon} \sin (K(\varepsilon) - 1)\varepsilon d\varepsilon.$$

Реализация фазовых задержек путём изменения электрических длин линий передач *n*-го элемента ПАС равна

$$\psi_n = u(\varepsilon_n) = \frac{2\pi R}{\lambda} \frac{1 - \cos\left[(K - 1)\varepsilon_n\right]}{K - 1}.$$

Конструкция линзы-купола при  $K(\varepsilon) = 1$  представляет защитную оболочку без расширения сектора сканирования (линия 1 рис. 1, *a*). Для переизлучающих элементов купола (при больших углах  $\varepsilon$ ) дополнительный фазовый сдвиг может превышать величину  $2\pi$ , что приводит к необходимости проведения зонирования линзового устройства.

Применение функциональных купольных линз позволяет снизить зависимость КНД плоских ФАР от угловых координат в секторе сканирования. С увеличением значений коэффициента  $K(\varepsilon)$  зависимость КНД купольных ФАР приобретает более пологий характер по сравнению с решётками без функционального купола (рис. 1,  $\delta$ ). Дополнительные фазовые распределения по элементам ПАС специального вида позволяют получить постоянный КНД в заданном угловом диапазоне сектора расширения пространственного сканирования. Такие распределения создают АФР по элементам ФАР отличающиеся быстро осциллирующим характером и малопригодны для практического использования.



Рис. 1. Диаграммообразующая антенная система типа активная ФАР функциональная переизлучающая линза-купол: *а* – прохождение эквивалентных лучей: б – зависимость КНД линейных ФАР

Для нахождения АФР и ДН антенной системы достаточно просуммировать произведение элементов вектора-столбца весовых коэффициентов по элементам активной ФАР  $X_0$  и вектора-столбца  $X(\chi)$  по всем элементам активной ФАР

$$f(\mathbf{y}) = \mathbf{X}_{0}^{T} \mathbf{X}(\mathbf{y}).$$

Значение весового вектора управления элементами ФАР зависит от множества факторов, в том числе от направленных (усилительных) свойств элементов внутренней решётки ПАС, взаимного расположения излучателей внутренней решетки купола и ФАР, поляризационных характеристик. Вектор столбец напряжений на входе активной ФАР, при падении на линзу-купол электромагнитных волн с направления  $\chi$ , равен

$$X(\mathbf{y}) = \pi^{2} \left\| \sum_{l=1}^{L} \sum_{n=1}^{N} \sqrt{\frac{D_{H} D_{en} D_{\phi l}}{16p^{2}}} (\mathrm{Ef}_{H}(\mathbf{y})) (\mathbf{f}_{en}(\mathbf{y}) \mathbf{f}_{\phi l}(\mathbf{y})) \exp(-j(u_{n} + kR_{H} + kr_{nl})) \right\|,$$

где  $D_{\phi l}$  – КНД отдельного излучателя ФАР с нормированной векторной ДН в локальной системе координат при согласованной поляризации  $\mathbf{f}_{\phi l}(\mathbf{\chi})$ ;

 $D_{en}, D_H - KHД$  элементов внутренней и внешней решётки ПАС купола с ДН **f**<sub>en</sub>(**x**), **f**<sub>H</sub>(**x**) в локальных системах координат;

 $r_{nl}$  – расстояние между *n*-й ячейкой ПАС и *l*-м элементом ФАР с волновым числом  $k = 2\pi/\lambda$ , при расстоянии от излучателей решётки до точки наблюдения  $R_H(\chi)$ ;

Е – вектор столбец параметров падающей электромагнитной волны возбуждающей внешние элементы ПАС.

Выражение получено для согласованной конструкции переизлучающих элементов, когда линза-купол характеризуется большим коэффициентом радиопрозрачности и отсутствием отражений от внутренних пассивных решёток ПАС. Данные свойства переизлучающих ячеек возможны при согласовании волновых сопротивлений антенн с волновым сопротивлением окружающей среды и нахождении в периодической системе аналогичных антенн. В дополнении к установленным связям выражение зависит от усилительных и направленных свойств элементов ФАР, степени согласования поляризаций ячеек ПАС с поляризацией элементов ФАР.

Расчёт параметров диаграммообразующих гибридных антенных систем проводился методами геометрооптических приближений при нахождении проекций элементов ФАР на плоскость эквивалентного вынесенного раскрыва (рис. 1, *a*). Направленные свойства диаграммообразующей системы представлялись излучающими параметрами проекций элементов ФАР. При нахождении АФР учитывались функциональные свойства купола в виде дополнительных фазовых задержек по элементам ПАС.

Результаты расчёта фазового распределения и ДН в плоскости размещения элементов линейной ФАР, при расширении сектора сканирования в угломестной ( $\epsilon$ ) плоскости, приведены на рис. 2. Конструкция функционального купола представляла поверхность усечённой сферической формы радиусом R = 20 $\lambda$  с равномерным размещением излучателей ФАР в горизонтальной диаметральной плоскости. Фазовое распределение получено методами, различающимися по объёму вычислительных затрат, степени детализации условий преобразования электромагнитных волн в направлении 40 градусов при максимальном модульном значении ДН. Полученные АФР методом квазиоптического приближения характеризуются выраженной нелинейностью с характерным «сбросом» значений фазовых распределений, превышающих границы от минус  $\pi$  до  $\pi$ . Расчётный анализ методами матричных электродинамических решений позволяет учитывать дискретность структуры купола и пространственные положения ячеек ПАС. Фазовые распределения в целом имеют общие характерные свойства, которые позволяют рассчитать параметры антенных систем с функциональным укрытием. Количество «сбросов» значений фазовых распределений зависит от электрических размеров антенных систем (относительно рабочего диапазона длин волн), функциональности купола (значение параметра  $K(\varepsilon)$ ) и угломестного направления формирования ДН. Необходимость зонирования функционального фазового распределения по элементам купола и неизбежные «сброс» распределений фазы для элементов ФАР повышает узкополосность антенных систем с линзой-куполом.

Полученные различными методами результаты, в целом правильно передают направление и форму главного максимума ДН. Уровни побочных излучений имеют отличия по пространственному положению и незначительно по максимальным и минимальным значениям. С увеличением электрических размеров антенных систем происходит сближение полученных решений при уменьшении характерных осцилляций. Дискретность элементов диаграммообразующей антенной системы определяет условие единственности главного лепестка ДН, которое выполняется при электрических размерах между элементами решёток ПАС и ФАР менее длины волны. Наличие фазового корректора проходящих волн создаёт выраженную асимметрию главного лепестка, которая усиливается при ошибках АФР. Причинам возникновения ошибок фазовых распределений являются дискретность управления ФАР и технологические возможности изготовления решёток ПАС.



Рис. 2. Фазовое распределение в плоскости элементов ФАР и ДН антенной системы: *a* – фазовое распределение по элементам ФАР; *б* – модульное значение ДН антенной системы

Исследования основных параметров диаграммообразующих антенных систем с функциональной переизлучающей линзой-куполом свидетельствуют о перспективности применения таких конструкций при проектировании и создании радиотехнических систем повышенной живучести к деструктивным факторам внешних воздействий. Размещение радиоэлектронных средств внутри купола обеспечивает эффективную защиту от негативных воздействий окружающей среды. Применение дополнительных фазовых задержек по элементам линзы-купола позволяет расширить сектор обзора плоских (линейных) активных ФАР и существенно сократить потребность в количестве управляемых элементов при полусферическом пространственном обзоре. Создание требуемых параметров излучения предполагает применение АФР нелинейного вида по элементам активной ФАР. Для расчёта данных значений применимы методы, основанные на геометрооптических приближениях и более строгие матричные электродинамические решения. Характерной особенностью АФР по элементам излучателей полученных различными методами является выраженный нелинейный характер фазовых распределений при ориентации основного максимума ДН в различных пространственных направлениях. Разработка эффективных алгоритмов пространственного сканирования ДН в реальном режиме времени предполагает проведение дополнительных исследований различных способов управления нелинейными АФР в режиме реального времени.

## Список литературы

1. Шнейдерманом Я.А. Новые материалы антенных обтекателей летательных аппаратов. Обзор. // Зарубежная радиоэлектроника. – 1976. – № 2 – С. 102–128; № 3 – С. 97–116.

2. Каплун В.А., Большунов В.Ю. Динамически прочный радиопрозрачный материал на базе переизлучающих структур. Радиотехника, – 2001. – № 10 – С. 37–45.

3. Гайсин А.А., Потапов И.И., Хлопов Е.Г. Методологические подходы к проектированию антенных систем с высокопрочными переизлучающими структурами // Современные проблемы радиотехники: сб. научных трудов/под ред. А.И. Громыко, А.В. Сарафанова. – Красноярск: СФУ, 2007. – С. 228–230.

# ОБОБЩЕННОЕ ИНТЕГРАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ КОМИНАМИ-РОКУШИМЫ ДЛЯ АНТЕННЫ, РАСПОЛОЖЕННОЙ В ДВУХСЛОЙНОЙ СРЕДЕ

А. А. Гайсин, В. И. Готовко, И. Н. Качур, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Федеральное государственное унитарное предприятие "Центральное конструкторское бюро "Геофизика" Россия, 660041, Красноярск, ул. Ак. Киренского, 89 E-mail: adm@geockb.ru ysalomatov@sfu-kras.ru

Обобщено интегральное уравнение Коминами-Рокушимы для распределения тока в антенне, расположенной в двухслойной среде. Влияние двухслойной среды на распределение тока в антенне учитывается включением в интегральное уравнение Коминами-Рокушимы тензорной функции Грина двухслойной среды. Приводится подробная методика вычисления интегралов Зоммерфельда, входящих в тензорную функцию Грина.

Распределение тока в горизонтальной симметричной антенне, расположенной в двухслойной среде, рассматривается во многих работах [1, 2, 3]. Большую трудность представляет собой нахождение распределения тока в криволинейной антенне. Такая задача решена либо с приближенным вычислением интегралов Зоммерфельда [4], либо с необходимостью введения дополнительных граничных условий на концах прямолинейных сегментов, из которых образована антенна [5]. Дополнительные граничные условия вводятся для исключения неизвестных постоянных, количество которых равно двум для каждого сегмента антенны.

Коминами и Рокушима в своей работе [6] вывели интегральное уравнение для распределения тока в расположенной в свободном пространстве антенне, которая состоит из соединенных между собой прямолинейных сегментов (рис. 1). Каждое плечо антенны состоит из одинакового количества сегментов. Это интегральное уравнение, известное в литературе как интегральное уравнение Коминами-Рокушимы [5], содержит всего две неизвестных постоянных.


Рис. 1. Антенна, состоящая из соединенных между собой прямолинейных сегментов

Анализ интегрального уравнения Коминами-Рокушимы показал, что оно может быть обобщено для двухслойной среды путем замены скалярной функции Грина

$$G = \frac{e^{ik_2R}}{R},\tag{1}$$

соответствующей свободному пространству, на тензорную функцию Грина, соответствующую двухслойной среде.

При расположении антенны в одной из двух сред двухслойной среды тензорная функция Грина  $\overline{\overline{G}}$  в декартовой системе координат при z > 0 имеет вид:

$$\overline{\overline{G}} = \begin{cases} g_{11} & 0 & 0\\ 0 & g_{11} & 0\\ \frac{\partial g_{31}}{\partial x} & \frac{\partial g_{31}}{\partial y} & g_{33} \end{cases},$$
(2)

где

$$g_{11} = \frac{e^{ik_2R}}{R} + \int_0^\infty \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \frac{e^{-\eta_2(z+h)}}{\eta_2} J_0(r\rho) \rho d\rho;$$
(3)

$$g_{31} = 2(k_1^2 - k_2^2) \int_0^{\infty} \frac{e^{-\eta_2(z+h)} J_0(r\rho) \rho d\rho}{(\eta_2 + \eta_1)(\eta_2 k_1^2 + \eta_1 k_2^2)};$$
(4)

$$g_{33} = \frac{e^{ik_2R}}{R} + \int_0^\infty \frac{\eta_2 k_1^2 - \eta_1 k_2^2}{\eta_2 k_1^2 + \eta_1 k_2^2} \frac{e^{-\eta_2(z+h)}}{\eta_2} J_0(r\rho) \rho d\rho;$$
(5)

 $\eta_2 = \sqrt{\rho^2 - k_2^2}$ ;  $\eta_1 = \sqrt{\rho^2 - k_1^2}$ ;  $R = \sqrt{|(\vec{r}_m + u_m \vec{a}_m) - (\vec{r}_n + v'_n \vec{a}_n)|^2 + a_m^2}$  – расстояние между источником и точкой наблюдения;  $k_2$  – волновое число в верхней среде (при z > 0);  $k_1$  – волновое число в нижней среде (при z < 0);  $a_m$  – радиус *m*-го сегмента антенны. Если верхняя среда диэлектрик с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_2 = 1$  и удельной проводимостью  $\sigma_2 = 0$  См/м, а нижняя среда полупроводник с ненулевым значением  $\sigma_1$ , то волновое число в нижней среде  $k_1$  можно вычислить по формуле  $k_1 = k_2 \sqrt{\varepsilon_1 - i60\lambda\sigma_1}$ , где  $\lambda$  – длина волны.

С учетом тензорной функции Грина обобщенное интегральное уравнение Коминами-Рокушимы примет вид:

$$\sum_{n=-M}^{M} \int_{0}^{h_{n}} I(l_{n} + v'_{n}) K_{mn}(u_{m}, v'_{n}) dv'_{n} - B \cos k_{2}(l_{m} + u_{m}) = -\frac{i2\pi V_{0}}{W} \sin k_{2}(l_{m} + u_{m}),$$
(6)

где ядро интегрального уравнения  $K_{mn}(u_m, v'_n)$  имеет следующий вид

$$K_{mn}(u_{m},v'_{n}) = \vec{a}_{m}\overline{\overline{G}}(u_{m},v'_{n})\vec{a}_{n} + g_{mn}(u_{m},v'_{n}) + + \sum_{\substack{k=\varepsilon_{m}\\(\neq 0)}}^{m-\varepsilon_{m}} \cos k_{2} \left(l_{m} + u_{m} - l_{k+\varepsilon_{m}}\right) \left(\vec{a}_{k} - \vec{a}_{k+1}\right) \cdot \overline{\overline{G}}(h_{k},v'_{n})\vec{a}_{n} + g_{mn}(h_{k},v'_{n}) \right) - \sum_{\substack{k=\varepsilon_{m}\\(\neq 0)}}^{m-\varepsilon_{m}} \sin k_{2} \left(l_{m} + u_{m} - l_{k+\varepsilon_{m}}\right) f_{kn}(h_{k},v'_{n}), \quad (7)$$

$$\mathbf{g}_{mn}(\boldsymbol{u}_{m},\boldsymbol{v}_{n}') = \int_{0}^{\boldsymbol{u}_{m}} \left[ di \boldsymbol{v}_{tr} \overline{\overline{G}}(\boldsymbol{s}_{m},\boldsymbol{v}_{n}') \vec{a}_{n} \right] \cos k_{2} (\boldsymbol{u}_{m} - \boldsymbol{s}_{m}) d\boldsymbol{s}_{m} , \qquad (8)$$

$$f_{mn}(u_m, v'_n) = \int_0^{u_m} \left[ div_{tr} \overline{\overline{G}}(s_m, v'_n) \overline{a}_n \right] \sin k_2 (u_m - s_m) ds_m , \qquad (9)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{m} = \begin{cases} 1, m \ge 1\\ -1, m \le -1, \end{cases}$$
(10)

$$l_m = \sum_{\substack{n=1\\ (\neq 0)}}^{m-1} h_n \,. \tag{11}$$

Входящие в ядро интегрального уравнения (7) выражения  $\vec{a}_m \overline{\overline{G}}(u_m, v'_n) \vec{a}_n$  и  $div_{tr} \overline{\overline{G}}(s_m, v'_n) \vec{a}_n$  для антенны, расположенной в параллельной границе раздела сред плоскости, будут равны:

$$\vec{a}_{m}\overline{\overline{G}}(u_{m},v'_{n})\vec{a}_{n} = a_{mx}g_{11}a_{nx} + a_{my}g_{11}a_{ny}, \qquad (12)$$

$$\operatorname{div}_{tr}\overline{\overline{G}}(u_{m},v'_{n})\overline{a}_{n} = \overline{a}_{mtr} \cdot \overline{a}_{n} \frac{\partial g_{11}}{\partial r} \frac{\partial r}{\partial u_{mtr}} + \left\{ \frac{\partial^{2} g_{31}}{\partial x \partial z} a_{nx} + \frac{\partial^{2} g_{31}}{\partial y \partial z} a_{ny} \right\},$$
(13)

где  $\vec{a}_{mtr}$  – вектор, лежащий в параллельной границе раздела сред плоскости и перпендикулярный вектору  $\vec{a}_m$  (рис. 1),  $u_{mtr}$  – координата вдоль вектора  $\vec{a}_{mtr}$ .

Вычислим 
$$\frac{\partial g_{11}}{\partial r}, \frac{\partial^2 g_{31}}{\partial x \partial z}$$
 и  $\frac{\partial^2 g_{31}}{\partial y \partial z}$ :  

$$\frac{\partial g_{11}}{\partial r} = \left(\frac{ik_2 e^{ik_2 R}}{R} - \frac{e^{ik_2 R}}{R^2}\right) \frac{r}{R} - \left(\frac{ik_2 e^{ik_2 R_2}}{R_2} - \frac{e^{ik_2 R_2}}{R_2^2}\right) \frac{r}{R_2} - 2\int_0^\infty \frac{e^{-\eta_2(h+z)}}{\eta_2 + \eta_1} J_1(r\rho) \rho^2 d\rho, \qquad (14)$$
где  $R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2 + a^2}, R_2 = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z+z')^2 + a^2},$ 
 $r = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + a^2}, z = z';$ 

$$\frac{\partial^2 g_{31}}{\partial x \partial z} = 2(k_1^2 - k_2^2) \frac{x-x'}{r} \int_0^\infty \frac{\eta_2 e^{-\eta_2(z+h)} J_1(r\rho) \rho^2 d\rho}{(\eta_2 + \eta_1)(\eta_2 k_1^2 + \eta_1 k_2^2)}; \qquad (15)$$

$$\frac{\partial^2 g_{31}}{\partial y \partial z} = 2 \left( k_1^2 - k_2^2 \right) \frac{y - y'}{r} \int_0^\infty \frac{\eta_2 e^{-\eta_2 (z+h)} J_1(r\rho) \rho^2 d\rho}{(\eta_2 + \eta_1) (\eta_2 k_1^2 + \eta_1 k_2^2)}.$$
(16)

Для исключения сингулярности в знаменателе интеграла (3), последний можно представить в следующем виде:

$$\int_{0}^{\infty} \frac{\eta_{2} - \eta_{1}}{\eta_{2} + \eta_{1}} \frac{e^{-\eta_{2}(h+z)}}{\eta_{2}} J_{0}(r\rho) \rho d\rho = \int_{0}^{\infty} \frac{e^{-\eta_{2}(h+z)}}{\eta_{2} + \eta_{1}} J_{0}(r\rho) \rho d\rho - \frac{e^{ik_{2}\sqrt{r^{2} + (h+z)^{2}}}}{\sqrt{r^{2} + (h+z)^{2}}}.$$
(17)

Вычисление  $\vec{a}_m \overline{\overline{G}}(u_m, v'_n) \vec{a}_n$  и div<sub>*u*</sub> $\overline{\overline{G}}(u_m, v'_n) \vec{a}_n$  для антенны, расположенной в параллельной границе раздела сред плоскости, сводится к вычислению трех несобственных интегралов, входящих в (14), (15) и (17). Обозначим эти интегралы соответственно  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_3$ .

Вычисление несобственных интегралов, называемых интегралами Зоммерфельда, занимает значительное время. Поэтому для экономии времени вычислений, как реализовано в [7], сначала рассчитывается массив значений несобственных интегралов для необходимого диапазона расстояний, а необходимое значение определяется методом линейной интерполяции.

Расстояние *r*, являющееся аргументом функции Бесселя в интегралах Зоммерфельда, может изменяться в больших пределах. Поэтому при больших *r* трудность вызывает вычисление быстро осциллирующих функций.

Один из самых эффективных методов вычисления интегралов был предложен Зоммерфельдом [8]. При замене функции Бесселя на функцию Ханкеля путь интегрирования от  $\rho = 0$  до  $\rho = \infty$ , обозначенный  $W_1$  на рис. 2, заменяется на путь интегрирования от  $\rho = -\infty$  до  $\rho = \infty$ , обозначенный на рисунке  $W_1$  и  $W_2$ :

$$\int_{W_1} J_0 \dots d\mathbf{\rho} = \frac{1}{2} \int_{W_1 + W_2} H_0^{(1)} \dots d\mathbf{\rho}.$$
(18)

Теперь для вычисления искомых интегралов можно применить теорему Коши о вычетах. Для этого строим контур, состоящий из кривой W от - $\varepsilon$  до  $\varepsilon$ , и полуокружности C в верхней полуплоскости, соединяющей W в точках - $\varepsilon$  и  $\varepsilon$ :

$$\int_{-\varepsilon}^{\varepsilon} H_0^{(1)} \dots d\rho + \int_{C+C_1+C_2} H_0^{(1)} \dots d\rho = 2\pi i R,$$
(19)

где *R* – сумма вычетов в области, ограниченной контуром  $C+C_1+C_2+W_1+W_2$ . Кривые  $C_1$  и  $C_2$  обходят разрезы (указанные на рис. 2 пунктирной линией) для корней  $\eta_1 = \sqrt{\rho^2 - k_1^2}$  и  $\eta_2 = \sqrt{\rho^2 - k_2^2}$  соответственно.



Рис. 2. Пути *W*<sub>1</sub> и *W*=*W*<sub>1</sub>*W*<sub>2</sub> в формуле (18)

Присутствующие в интегралах квадратные корни приводят к четырехзначному значению подынтегральных выражений. Из этих четырех значений необходимо выбрать одно значение. Для этого примем, чтобы корень из комплексного числа *z* 

$$\sqrt{z} = \sqrt{r}e^{i\frac{\phi+2\pi n}{2}}, r = |z|, n = 0, 1$$

принимал значение только при n = 0. Это приводит к отсутствию вычетов (R = 0) в интеграле (15). Вычет, отмеченный буквой R на рис. 2, не будет равным нулю, если в первом слагаемом выражения  $\eta_2 k_1^2 + \eta_1 k_2^2$ , входящего в знаменатель интеграла (15) n принять равным 0, а во втором слагаемом n принять равным 1, или наоборот. Но для отсутствия вычета мы примем в обоих слагаемых n = 0.

При  $\varepsilon \to \infty$  в (19) интеграл вдоль кривой *C* стремится к нулю:

$$\int_{C} H_{0}^{(1)} \dots d\mathbf{p} = 0, \qquad (20)$$

и (19) можно переписать в следующем виде:

$$\int_{-\infty}^{\infty} H_0^{(1)} \dots d\mathbf{p} = -\int_{C_1+C_2} H_0^{(1)} \dots d\mathbf{p}.$$
(21)

Знак минус в правой части (21) можно исключить, если изменить направление интегрирования вдоль  $C_1$  и  $C_2$  на противоположное.

На рис. 3 приведена подынтегральная функция интеграла  $I_2$  при f = 1 МГц, r = 10 м и h = z = 0,001; 10 и 100 м вдоль левого берега разреза для  $\eta_1$ .



Рис. 3. Реальная часть подынтегральной функции интеграла  $I_2$  вдоль левого берега разреза для  $\eta_1$  при r = 10 м и f = 1 МГц

Анализ подынтегральных функций интегралов  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_3$  показывает, что при расстояниях r от электрического диполя менее 10 м подынтегральные функции вдоль кривых  $C_1$  и  $C_2$  имеют разрыв. Поэтому при r < 10 м необходимо интегрировать вдоль  $W_1$ . При r > 10 м и при r/z > 10 удобнее интегрировать вдоль кривых  $C_1$  и  $C_2$ , так как при значениях r меньших или сопоставимых с z подынтегральная функция имеет осциллирующий характер. При интегрировании  $I_3$  вдоль кривой  $W_1$  была сделана замена переменных, указанная в работе [9].

Обобщенное интегральное уравнение Коминами-Рокушимы (6) решалось методом коллокации с использованием полнобазисных степенных функций (базисов Поповича),

удовлетворяющих граничным условиям на концах антенны. Решение (6) было реализовано в разработанной программе для антенн, расположенных в параллельной границе раздела сред плоскости. Распределение тока и входное сопротивление антенн, получаемые при решении (6), тщательно сопоставлялись с результатами расчетов, полученных методом эквивалентных схем и в программе NEC2 for MMANA в области их применимости. Например, на частоте 1 МГц для полуволновой уголковой антенны, расположенной в параллельной границе раздела сред плоскости (рис. 4), при решении (6) было получено входное сопротивление, равное Z = 29,2+j38,8 Ом, тогда как в программе NEC2 for MMANA был получен близкий результат Z = 28,2+j40,1 Ом.



Рис. 4. Уголковая антенна, лежащая в параллельной границе раздела сред плоскости  $V_0 = 1$  В, h = 5 м,  $a = 1 \cdot 10^{-3}$  м,  $\varphi = 90^{\circ}$ , l = 75 м,  $\varepsilon_1 = 10$ ,  $\sigma_1 = 0.01$  См/м

Интегральное уравнение Коминами-Рокушимы можно обобщить не только для двухслойной среды, но и для любой многослойной среды, т. к. элементы тензорной функции Грина могут быть определены для любой слоистой среды [10].

### Список литературы

1. Poljak D. Current induced along horizontal wire above an imperfectly conducting halfspace // Engineering Analysis with Boundary Elements. 1999. – Vol. 23. – Pp. 835-840.

2. Ильинский А.С. Математические модели вибраторных антенн // Труды факультета вычислительной математики и кибернетики. – М.: МГУ, 2001. – № 9. – С. 60–79.

3. Гайсин А.А., Саломатов Ю.П. Интегральное уравнение Халлена для горизонтального симметричного вибратора, расположенного в двухслойной среде // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: СФУ, 2010. – С. 72–76.

4. Селин В.И. О решении задач излучения приземных антенн // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41, № 7. – С. 781–789.

5. Popovic B.D. CAD of wire antennas and related radiating structures. Wiley, Chichester, England: Research Studies Press, 1991.

6. Kominami M., Rokushima K. On the integral equation of piecewise linear antennas // IEEE Transactions on antennas and propagation. September 1981. – Vol. Ap-29. No. 5. Pp. 787-792.

7. Brittingham J.N., Miller E.K., Okada J.T. Bivariate interpolation approach for efficiently and accurately modelling antennas near a halfspace // Electronics letters. 1977. Vol. 13. No. 23. Pp. 690-691.

8. Зоммерфельд А. Дифференциальные уравнения в частных производных. М.: Изд-во иностранной литературы, 1950.

9. Пименов Ю.В., Прошин А.Б. Особенности численного анализа вибраторных излучателей в присутствии слоистых сред // Антенны. – 2005. – Вып. 4.

10. Чебышев В.В. Микрополосковые антенны и решетки в слоистых средах // Антенны. – 2003. – Вып. 10–11.

### GENEAMP – ПРОГРАММА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА

А. А. Калентьев, А. А. Коколов, Л. И. Бабак (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники 634050, Томск, ул. Ленина, 40 E-mail: Kalentyev.Alexey@gmail.com

В статье описывается программа Geneamp, использующая для структурного синтеза СВЧ усилителей модификацию генетического алгоритма. Производится сравнение характеристик малошумящих усилителей диапазона 32–40 ГГц – синтезированного с помощью программы Geneamp и спроектированного опытным инженером.

Транзисторные CBЧ усилители являются одним из важнейших и самых распространенных устройств современных радиоэлектронных систем CBЧ диапазона. Большинство современных программных средств для автоматизированного проектирования CBЧ устройств позволяют решать только задачу моделирования - расчёта характеристик по уже заданной схеме устройства. Процесс синтеза, то есть определение схемы CBЧ устройства и параметров элементов по заданным требованиям к характеристикам, является гораздо более сложной задачей. Поэтому в настоящее время синтез, как правило, осуществляется на основе эвристического подхода с использованием опыта разработчика, упрощённых инженерных методик, а также методом проб и ошибок.

Для автоматизированного решения указанной задачи ряд зарубежных фирм разработали специализированные программные продукты, позволяющие выполнить проектирование СВЧ усилителей:

система MultiMatch Amplifier Design Wizard (фирма Ampsa PTY Ltd., CША) основана на методе систематического поиска и оптимизации, предназначена для разработки усилителей и генераторов [1];

 программа Linc2 (фирма Applied Computational Science, США) позволяет осуществить проектирование одно- и многокаскадных СВЧ усилителей на основе графоаналитической методики [2];

– программа Match в составе программного комплекса Genesys (фирма Agilent Technologies, США) позволяет производить расчет широкополосных реактивных согласующих цепей (СЦ) [3].

Перечисленные программы имеют следующие недостатки: высокая цена; требуется высокий уровень квалификации пользователя; процесс проектирования является трудоемким и продолжительным (в среднем требует 1–2 дня); невозможен точный контроль всех характеристик усилителя.

Таким образом, актуальным является создание специализированных программных средств проектирования СВЧ усилителей, которые были бы сравнительно дешевыми, позволяли автоматизировать этап выбора схемотехнических решений, а также не требовали высокой квалификации пользователя.

Известны различные методы проектирования СВЧ усилителей – метод круговых диаграмм, использование таблиц, визуальное проектирование, декомпозиционный подход, систематический поиск, параметрический синтез и др. [4]. Одним из наиболее перспективных является осуществление автоматического структурного синтеза СВЧ усилителей на основе ГА. К важным преимуществам подхода относится то, что процесс проектирования весьма простой и не требует высокой квалификации и опыта разработчика – ему необходимо лишь задать требования к структурной схеме и характеристикам устройства. Другим достоинством является быстрота и небольшая трудоемкость проектирования устройства.

В Лаборатории Интеллектуальных Компьютерных Систем (ЛИКС) ТУСУР была разработана и реализована программа Geneamp, предназначенная для проектирования линейных и малошумящих, узкополосных и широкополосных СВЧ транзисторных усилителей [5]. Она основана на ГА и осуществляет структурный синтез (генерацию) нескольких вариантов схем усилителей по требованиям к комплексу характеристик в полосе частот, включая коэффициент усиления, коэффициент шума, коэффициенты отражения на входе и выходе, коэффициент устойчивости. Программа разрешает проектировать одно- или двух каскадные усилители, содержащие согласующие и корректирующие цепи на сосредоточенных элементах.

В статье кратко описывается программа Geneamp и оценивается качество получаемых с ее помощью решений.

В программе в качестве исходных данных используются файлы с описанием шумовых и сигнальных параметров транзистора, имеющие расширение \*.s2p. Требования к характеристикам усилителя задаются в виде ограничений на их значения в фиксированных частотных точках. Результатом работы программы является некоторое множество схем усилителей, удовлетворяющих ограничениям задачи. Выбор окончательного решения из этого множества осуществляет разработчик с учетом своего опыта и неформальных критериев.

Общий вид рабочего окна программы Geneamp представлен на рис. 1. Главное окно содержит в себе все элементы, необходимые для работы с программой: меню, панель управления, панели инструментов, строку состояния, дерево проекта, рабочую область, в которой располагаются окна для вывода результатов, схем усилителей и графиков, а также окно для вывода дополнительной информации.



Рис. 1. Общий вид рабочего окна программы Geneamp

Основные элементы дерева проекта представлены в табл. 1.

Таблица 1

| Элементы | дерева | проекта |
|----------|--------|---------|
|----------|--------|---------|

| Элемент                    | Описание   |
|----------------------------|--|
| 🔲 Data File                | Файл с параметрами транзистора                             |
| Block Diagram              | Формирование структурной схемы усилителя                   |
| Elements Ranges            | Задание ограничений на номиналы пассивных элементов        |
| Selection of Elements      | Выбор типов пассивных элементов в цепях                    |
| Set Frequencies            | Задание диапазона частот                                   |
| Design Characteristics     | Формирование набора контролируемых характеристик усилителя |
| Performance Specifications | Задания ограничений на характеристики усилителя            |
| Here Goal Function         | Задание параметров целевой функции                         |
| GA Settings                | Задание параметров генетического алгоритма                 |
| Schematic                  | Просмотр схемы усилителя                                   |
| 🚟 Graphs                   | Просмотр частотных характеристик усилителя                 |
| Results                    | Просмотр информации о найденных схемах                     |

Все исходные данные, необходимые для синтеза усилителя, задаются с помощью модальных диалогов. Процесс ввода данных начинается с открытия файла, описывающего параметры транзистора. Далее разработчик определяет структуру усилителя (рис. 2, a), устанавливает ограничения на типы и значения используемых элементов (рис. 2,  $\delta$ ), формирует набор частот и контролируемых характеристик. После этого он задает требования к характеристикам, производит настройку целевой функции и параметров ГА.

| Block Diagram                        |                                       | ×                                   | Selection of Elements               |                               |                  | ×                                  |
|--------------------------------------|---------------------------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|-------------------------------|------------------|------------------------------------|
| Compensation/Matching Network        | Elements Type                         |                                     | Compensation/Matching Network       | Branch Type                   | Passive Elements |                                    |
| I-st stage CNs     Input series      | Distributed V Lossy                   | - INPUT 1-ST INTERSTAGE 2-ND OUTPUT | 1-st stage CNs                      | Series Parallel               | Component        | Parameter                          |
| - V Output series                    | Network Options                       |                                     | - Input series                      |                               | Capacity         | 0 <= C <= 0 [pF]                   |
| - Common series                      | Low-pass No series capasitors         | * * * * * *                         | - Output series                     | Series Branch Configuration   | Inductance       | 0 <= L <= 0 [nH]                   |
| Input parallel                       | No short-circuit stubs                |                                     | BO1                                 |                               | Resistance       | 0 <= R <= 0 [Ohm]                  |
| - Series feedback                    | LC Resonators                         | Parallel Feedback                   | BO2                                 |                               | LC Series        | 0 <= L <= 0 [nH], 0 <= C <= 0 [pF] |
| Paralel feedback                     | No shunt resonators                   | Input Output                        | BO4                                 |                               | LC Parallel      | 0 <= L <= 0 [nH], 0 <= C <= 0 [pF] |
| 2-nd stage CNs     Matching Networks | No series resonators                  | Series Active Series                | Series feedback     Series feedback |                               | RC Series        | 0 <= R <= 0 [nH], 0 <= C <= 0 [pF] |
|                                      | Resonator frequency beliow pass bound |                                     | Parallel reedualk                   |                               | RC Parallel      | 0 <= R <= 0 [nH], 0 <= C <= 0 [pF] |
| Number of elements                   |                                       | Common                              | Output MN                           | Parallel Branch Configuration | RL Series        | 0 <= R <= 0 [nH], 0 <= L <= 0 [pF] |
|                                      | Two-element section as branch oneport |                                     | 0                                   |                               | RL Parallel      | 0 <= R <= 0 [nH], 0 <= L <= 0 [pF] |
| Number of branches:                  | Dise RC and RC as branch breports     | Parallel Parallel                   |                                     |                               |                  |                                    |
| Apply for all MNs                    | Matching Network Type                 |                                     | Apply for all stages                |                               |                  |                                    |
| Apply for all CNs                    | Synthesized                           | Series<br>Feedback                  |                                     |                               |                  |                                    |
| Apply for all states                 | Noise optimized (F min)               | 보                                   |                                     | B01 B02 B04                   |                  | y for all BOs Apply for all CNs    |
|                                      |                                       |                                     |                                     |                               |                  | Qk Gancel                          |
|                                      | а                                     |                                     |                                     | б                             |                  |                                    |

Рис. 2. Диалоги задания структурной схемы усилителя

В качестве примера работы программы рассмотрим синтез принципиальной схемы двухкаскадного малошумящего усилителя (МШУ) Ка-диапазона. Требования к МШУ представлены в табл. 2.

Таблица 2

| Полоса пропуска- | Коэффициент     | Коэффициент | Согласование     | Согласование                   |
|------------------|-----------------|-------------|------------------|--------------------------------|
| ния, ГГц         | усиления, дБ    | шума, дБ    | по входу, дБ     | по выходу, дБ                  |
| 32-40            | $15 < G_T < 16$ | NF < 1,5    | $ S_{II}  < -10$ | <i>S</i> <sub>22</sub>   < -15 |

Требования, предъявляемые к МШУ

Также усилитель должен быть устойчив во всем диапазоне частот.

При проектировании использовались S-параметры и шумовые характеристики монолитного транзистора (количество затворов – 2, ширина каждого затвора – 30 мкм), изготовленного по 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии PL-15 фирмы WIN (Тайвань). Режим работы транзистора –  $V_{ds} = 2$  B,  $I_{ds} = 6$  мА.

Структурная схема двухкаскадного МШУ приведена на рис. 3. Первый активный элемент (АЭ) имеет последовательную обратную связь (ОС) по току для обеспечения одновременно согласования по входу и минимума коэффициента шума. Второй АЭ охвачен двумя петлями ОС – последовательной по току и параллельной по напряжению. Параллельная ОС служит для обеспечения устойчивости МШУ и выравнивания коэффициента усиления. Усилитель имеет три согласующие цепи (СЦ) – входную, межкаскадную и выходную. При синтезе было задано, что каждая из СЦ содержит три элемента.



Рис. 3. Структурная схема двухкаскадного МШУ

Программа Geneamp нашла несколько подходящих решений за 20 минут (рис. 4). Опытный инженер спроектировал МШУ на идеальных элементах, соответствующий заданным требованиям, за 5 дней.



Рис. 4. Результаты синтеза программы Geneamp

На рис. 5 приведены результаты моделирования усилителя, синтезированного с помощью программы Geneamp, и усилителя, спроектированного опытным инженером. Как видно, характеристики усилителей близки, при этом автоматически синтезированный усилитель более широкополосный. Поэтому можно утверждать, что разрабатываемая программа имеет серьёзную практическую ценность и в дальнейшем может использоваться проектировщиками в качестве полезного инструмента.



Рис. 5. Результаты сравнения характеристик усилителей

Однако в настоящее время программа обладает рядом недостатков, ограничивающих область её применения:

 в процессе синтеза можно использовать параметры только одного транзистора, что ограничивает количество и качество генерируемых схем;

- процесс задания требований к усилителю занимает много времени;

 – элементная база ограничена только идеальными пассивными сосредоточенными элементами (резисторами, индуктивностями, конденсаторами);

На следующей стадии разработки планируется реализовать следующее:

- автоматически выбирать тип или параметры транзистора в процессе синтеза;

– упростить интерфейс, ввести набор шаблонов для облегчения задания требований к усилителю;

 – расширить элементную базу, добавить модели микрополосковых линий и реальных пассивных элементов.

Работа выполнялась в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы по направлениям «Нанотехнологии и наноматериалы» (П1418), «Создание электронной компонентной базы» (П1492), «Микроэлектроника» (П669, П499, 16.740.11.0092) и «Проведение исследований коллективами НОЦ по направлению «Микроэлектроника» (14.740.11.0135).

### Список литературы и источников

1. Multimatch – RF and microwave impedance-matching amplifier software, West: AMP-SA Ltd. [электронный ресурс], – режим доступа: http://www.ampsa.com. 2. Linc2 - Computer aided engineering solutions for RF and microwave design [электронный pecypc], – режим доступа: http://appliedmicrowave.com.

3. Genesys 7. Technical overview: Eagleware Corporation. [Электронный ресурс], – режим доступа: http://www.eagleware.com.

4. Черкашин М. В. Автоматизированное проектирование транзисторных СВЧ усилителей на основе декомпозиционного подхода: дис. канд. техн. наук / М.В. Черкашин. – Томск: ТУСУР, 2006. – 320 с.

5. Кошевой С. Е., Система автоматизированного проектирования СВЧ усилителей // Пояснительная записка к дипломному проекту / Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. – Томск. – 2008.

## СРЕДСТВА ПРОЕКТИРОВАНИЯ МНОГОСЛОЙНЫХ ГИС СВЧ, РЕАЛИЗУЕМЫХ ПО ТЕХНОЛОГИИ LTCC

Е. Г. Абрамова, Т. А. Рачинская\*

ОАО «Центральное конструкторское бюро автоматики» 644027, Омск, Космический пр., 24а E-mail: ckba@omsknet.ru \*Кафедра конструирования и производства радиоаппаратуры ОмГТУ 644077, Омск, пр. Мира, 11

Проведен обзор и анализ средств автоматизированного проектирования, предназначенных для различных задач, решаемых разработчиком РЭА. Рассмотрены вопросы, связанные с разработкой многослойных гибридных интегральных схем СВЧ, приведен алгоритм проектирования, включающий в себя этапы от получения технического задания до изготовления опытных образцов устройств. Помимо этого рассмотрены средства автоматизированного проектирования цифровых устройств.

В данной работе будет представлен алгоритм проектирования многослойных гибридных интегральных схем (ГИС) СВЧ. Многослойные технологии, в частности технология низкотемпературной керамики, спекаемой в одном технологическом процессе (Low Temperature Cofired Ceramics – LTCC), представляются на данный момент наиболее перспективными, поскольку многослойные технологии позволяют объединять все пассивные компоненты СВЧ тракта, включая антенну, в единую интегральную схему. Активные элементы монтируются на поверхность многослойной структуры.

Использование трехмерной конструкции позволяет создавать миниатюрные структуры с высокой степенью интеграции и открывает широкие возможности для улучшения электродинамических, массогабаритных, климатических, экономических и других параметров устройств.

На рис. 1 представлен алгоритм разработки многослойной ГИС СВЧ.

Далее остановимся на рассмотрении используемых средств проектирования пассивных и активных устройств. На первом этапе производится схемотехнический анализ и оптимизация параметров схемы. При проектировании пассивных устройств универсальным средством является AWR DESIGN ENVIRONMENT от Applied Wave Research. В данном случае при проектировании была использована демо-версия AWR Design Environment 9.0. Библиотека элементов AWR DE содержит модели идеальных сосредоточенных элементов, модели нелинейных компонентов, модели источников и портов, квазистатические модели линий передачи, модели устройств, также доступны различные внешние библиотеки элементов. На данном этапе проектирования доступна оптимизация схемы электрической и номиналов элементов, входящих в состав схемы.



Рис. 1. Алгоритм разработки многослойных ГИС СВЧ, реализуемых по технологии LTCC

336

Суть процесса оптимизации заключается в том, что оптимизаторы AWR DE изменяют значения переменных, назначенных для оптимизации, при этом стараясь минимизировать целевую функцию (1):

$$\varepsilon = \sum_{n=1}^{N} \sum_{q=1}^{Q_n} \frac{W_n}{Q_n} \left| G_n \left( f_q \right) - M_n \left( f_q \right) \right|^{L_n}, \tag{1}$$

где  $f_q$  – анализируемые частоты;  $|G_n - M_n|$  – ошибка в параметре, т.е. разница между целью оптимизации и полученным значением;  $M_n$  – модуль S-параметра, коэффициент шума, уровень интермодуляционных шумов или другая величина;  $W_n$  – весовой коэффициент;  $L_n$  – норма целевой функции; N – количество целей, определенных для оптимизации;  $Q_n$  – количество частотных точек, попадающих в диапазон, в котором производится оптимизация заданной величины.

В AWR DE предусмотрено 14 методов оптимизации. Метод оптимизации выбирается в зависимости от поставленной задачи, количества параметров, определенных для оптимизации, и частотного диапазона. Также можно использовать несколько методов оптимизации последовательно, переходя от более быстрых для определения области, в которой находится оптимум, к более медленным, но более устойчивым методам для нахождения точного оптимума.

На следующем этапе проектирования пассивной части ГИС происходит приближенная разработка топологии. Здесь можно воспользоваться редактором топологий Layout AWR DE. Таким образом, можно проконтролировать физическую реализуемость проектируемого устройства, т.к. любые изменения, сделанные в схеме, автоматически будут отражены в соответствующей топологии.

Затем переходя к разработке интегральных элементов многослойной ГИС, необходимо обратиться к средствам 2,5D- и 3D-моделирования. В зависимости от сложности разрабатываемой структуры можно выбрать либо более точное, но более медленное 3Dмоделирование, в основе которого лежат методы, связанные с использованием конечноразностных схем, либо более быстрое 2,5D-моделирование, использующее метод моментов. При 2,5D-моделировании одна из пространственных координат игнорируется при решении, данный метод подходит для решения задач, связанных с моделированием планарных структур, многослойных структур с произвольным числом и свойствами диэлектрических слоев, наличием плоских электродов в нескольких поверхностях раздела. Универсальным средством 2,5D-моделирования является ЕМ Sight AWR DE. В электромагнитном анализе AWR DE оптимизация параметров модели недоступна.

3D-методы не имеют ограничений на пространственную конфигурацию исследуемых объектов, характер их взаимодействия и физические параметры материалов среды. Наиболее популярными средствами 3D-моделирования являются Ansoft HFSS от Ansoft и CST Microwave Studio от Computer Simulation Technology. Данные программные средства наиболее эффективны при моделировании и верификации окончательной структуры многослойной ГИС.

При моделировании многослойной структуры, приведенной на рис. 2, использовалась демо-версия Ansoft HFSS 12.0.

Далее перейдем к рассмотрению вопросов, связанных с проектированием активных компонентов (монолитных интегральных схем (МИС) усилителей, коммутаторов и т.д.), монтируемых на поверхность многослойной подложки.

Наиболее популярным на сегодняшний день среди разработчиков полупроводниковых микросхем является пакет программ систем автоматизированного проектирования платформы Cadence Virtuoso Custom IC. В ходе разработки использовались лицензионные версии этих программных продуктов. В данном пакете программ есть возможность разработки схемы электрической принципиальной и топологии устройства, все изменения, касающиеся схемы, также отражаются в топологии устройства.

Чтобы начать разработку аналоговой микросхемы в Cadence, следует приобрести набор разработчика (Design Kit), который содержит всю необходимую для проектирования на данной технологии информацию, модели элементов, их топологию, вспомогательные программы и т.д. Существуют бесплатные Design Kit (Dimes03). Затем в редакторе схем Virtuoso Schematic Composer осуществляется разработка схемы электрической и моделирование работы устройства в программе Analog Design Enviroment или Virtuoso Spectre RF. Исходя из Design Kit и схемы электрической устройства, строится его топология в программе Virtuoso Custom Layout. Затем осуществляется верификация топологии и ее пост-моделирование (проверка электрических параметров).

После разработки активной и пассивной частей осуществляется моделирование или масштабное макетирование устройства в целом. Пример такого устройства, содержащего несколько частотных фильтров и устройство коммутации, приведен на рис. 2.



Рис. 2. Устройство частотной селекции, диапазон рабочих частот 3,7-13,2 ГГц

Разработка цифровых устройств производится с помощью программы моделирования NC Launch и программы логического синтеза RTL Compiler, предназначенных для разработки цифровых устройств. В процессе разработки использовались лицензионные версии программ. Работа в этих программах основана на описании устройств с помощью языка Verilog. Изменение цифрового сигнала, а также определение отношений между двумя или несколькими сигналами в одной и той же схеме или системе показываются с помощью временных диаграмм. На рис. 3 представлены временные диаграммы мультиплексора, имеющего 4 входа.

Как видно из временных диаграмм, на выходе out\_mux наблюдается ожидаемый сигнал, то есть, out\_mux=1, когда d[0]=1 и на оба входа а подается 0 и когда на a[1] и d[3] подается 1, а на a[0] подается 0.



Рис. 3. Временные диаграммы работы устройства

Затем в программе Compiler Verilog код преобразуется в схему, где формируется список соединений, которые связывают логические элементы между собой.

На рис. 4 приведен логический синтез мультиплексора. Устройство состоит из элементов инверсии (not), элементов И (and), а также элементов ИЛИ (or).



Рис. 4. Логический синтез устройства

В данной работе рассмотрен алгоритм разработки многослойных ГИС СВЧ, включающих в себя как пассивную часть, так и активные элементы. Приведенный алгоритм охватывает все стадии разработки от получения технического задания до изготовления опытных образцов устройств. Также проведен анализ различных средств автоматизированного проектирования и рассмотрена возможность их применения в зависимости от типа решаемых разработчиком задач.

### Список литературы

1. AWR Design Environment Simulation and Analysis Guide. Product Version 9.0 / Applied Wave Research, 2009.

2. Cadence® Analog Design Environment Lab Manual. Product Version 5.0 / Cadence Design Systems, 2003. – 440 c.

3. Cadence® Verilog® Language and Simulation Lecture Manual. Product Version 3.4 / Cadence Design Systems, 2002.

### РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИЙ МНОГОСЛОЙНЫХ ГИС ЧАСТОТНЫХ ФИЛЬТРОВ СВЧ, ИЗГОТОВЛЕННЫХ ПО ТЕХНОЛОГИИ LTCC

Е. Г. Абрамова, Т. А. Гомзикова

ОАО «Центральное конструкторское бюро автоматики» 644027, Омск, Космический пр., 24a E-mail: ckba@omsknet.ru

Рассматриваются варианты реализаций многослойных ГИС частотных фильтров, выполненных по технологии LTCC. В ходе работы были определены оптимальные конструкции пассивных элементов, реализованных в объеме ГИС. Также рассмотрены различные топологические решения частотных фильтров, приведены результаты моделирования и оптимизации некоторых ГИС, основными критериями при оптимизации выступали электрические параметры частотных фильтров и габариты ГИС.

Основная цель данной работы – поиск и анализ новых возможностей при проектировании и изготовлении фильтров. В разработке новых схемотехнических и конструктивных реализаций аналоговых фильтров главными критериями являются его электрические параметры и габариты устройства. Используемые на данный момент топологии фильтров и технологии их изготовления достигли своих предельных возможностей, поэтому дальнейшее развитие возможно только при переходе к новым технологиям. Одним из путей развития является переход к технологии LTCC. Эта технология позволяет собрать в стек конструкции, которые раньше располагались в одной плоскости, что существенно уменьшает габариты проектируемых устройств, а также использовать совершенно новые топологии фильтров.

На первом этапе работы был рассчитан фильтр низких частот (ФНЧ) пятого порядка с частотой среза  $\omega_p = 600$  МГц. Затем в системе автоматизированного проектирования (САПР) AWR Microwave Office было проведено моделирование схемы электрической ФНЧ (рис. 1), состоящего из идеальных элементов: катушек индуктивности и конденсаторов, проведен электрический анализ, получена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) (рис. 2).



Рис. 1. Схема электрическая ФНЧ, построенная в САПР AWR Microwave Office





Следующим этапом работы было определение оптимальных конструкций отдельных пассивных элементов, составляющих фильтр.

Катушки индуктивности, входящие в состав ФНЧ, могут быть реализованы следующим образом:

- с использованием Г-образных отрезков линии (рис. 3, *a*);

- с использованием отрезков линии в виде дуги, равной 1/2 длины окружности (рис. 3, б);

- с использованием П-образных отрезков линии (рис. 3, в);

- в виде плоской круглой спирали (рис. 3, *d*);
- в виде плоской квадратной спирали (рис. 3, *e*);

- в виде стековой катушки, индуктивность которой определяется суммарной индуктивностью всех катушек, находящихся в стеке, и взаимной индукцией (рис. 3, *ж*, *з*).

Различные конструкции катушек индуктивности, которые могут быть интегрированы в многослойную структуру, описаны в [1].



Рис. 3. Варианты реализации катушек индуктивности:

a – спиральная катушка индуктивности, содержащая Г-образные отрезки линии;  $\delta$  – спиральная катушка индуктивности из отрезков линии в виде дуги, равной 1/2 длины окружности; e – спиральная катушка индуктивности, содержащая П-образные отрезки линии; e – спиральная катушка индуктивности из отрезков линии в виде дуги, равной 3/4 длины окружности;  $\partial$  – катушка индуктивности в виде плоской квадратной спирали; e – катушка индуктивности в виде плоской квадратной спирали; e – стековая катушка индуктивности в виде слоях; 3 – стековая катушка индуктивности, реализованная в двух слоях

После сравнения АЧХ и добротности всех вариантов можно сделать вывод, что оптимальной конструкцией является катушка индуктивности (КИ) в виде плоской квадратной спирали. Уменьшить габариты КИ можно, собрав в стек несколько плоских спиралей. В этом случае возможно рассмотрение нескольких стековых катушек с различным смешением плоских спиралей друг относительно друга (рис. 4), а также с различной формой витка (рис. 5).



Рис. 4. Стековая КИ со смешением витков



Рис. 5. КИ в виде плоской многоугольной спирали

Далее перейдем к анализу возможных способов реализации емкостей, составляющих фильтр.

Нами были рассмотрены плоскопараллельные (рис. 6, a), встречно-штыревые (рис. 6,  $\delta$ ) и стековые конденсаторы (рис. 6, s).



Рис. 6. Варианты реализации конденсаторов:

*а* – плоскопараллельный конденсатор; *б* – встречно-штырьевой конденсатор; *в* – стековый конденсатор

Главным критерием в выборе конструкции конденсатора были его габариты, таким образом, мы остановились на стековом конденсаторе (рис. 6, *в*), габариты которого минимальны за счет расположения обкладок в нескольких слоях. Способы уменьшения габаритов емкостей описаны в [2]:

- введение дополнительного слоя керамики и увеличение таким образом расстояния между электродами;

- введение слоя из материала с высокой диэлектрической проницаемостью;

- заполнение отверстий материалом с высокой диэлектрической проницаемостью;

- использование печати пастами с высокой диэлектрической проницаемостью.

После того как были выбраны оптимальные конструкции для реализаций отдельных пассивных элементов, был спроектирован фильтр (рис. 7).

Данный ФНЧ имеет габариты 5,5×8,676×2,16 мм. Конструкция фильтра реализована в 10 слоях. Толщина каждого керамического слоя при моделировании принималась равной 216 мкм. Контактные площадки межслойных переходов имели размеры 254×254 мкм, диаметр штырей, играющих роль межслойных переходов, составил 200 мкм. Минимальная ширина внутренних проводников и зазоров принималась равной 100 мкм.

Сравнение АЧХ проектируемого фильтра с АЧХ фильтра на идеальных элементах показало, что характеристики незначительно отличаются друг от друга (рис. 8).

Далее рассматривались возможные способы реализации фильтров на связанных резонаторах. На данный момент широко используемой топологией такого типа является так называемая лестничная структура, состоящая из полуволновых прямоугольных резонаторов с областью связи, равной четверти длины волны (рис. 9). Технология LTCC в данном случае позволяет перейти от фронтальных связей между резонаторами к лицевым, что значительно улучшает характеристику фильтра (рис. 10) и уменьшает его габариты.



Рис. 7. Оптимальная конструкция ФНЧ, реализованная по технологии LTCC



Рис. 8. АЧХ ФНЧ: 1 – реализованного на идеальных элементах; 2 – реализованного с использованием стековых катушек и конденсаторов



Рис. 9. Топология фильтра на связанных полуволновых резонаторах, выполненного на несимметричной полосковой линии



Рис. 10. Топология фильтра на связанных полуволновых резонаторах, выполненного по технологии LTCC

Образование более сильных связей между резонаторами избавляет от паразитной полосы пропускания на удвоении средней частоты (рис. 11).

Дальнейшее изменение характеристик фильтра возможно добавлением подстроечных элементов к рассмотренной ранее топологии (рис. 12) или изменением формы резонаторов (рис. 13).



Рис. 1. a - AYX фильтра, изображенного на рис. 9;  $\delta - AYX$  фильтра, изображенного на рис 10



Рис. 12. Топологии фильтров с введением подстроечных элементов



Рис. 13. Топологии фильтров с различной формой резонаторов



Рис. 14. Топологии фильтров DGS

Интерес представляет еще один класс фильтров – с дефектом в экранном проводнике (Defected Ground Structure (DGS)). Формирование различных дефектов в экранном проводнике (рис. 14) [3, 4] позволяет добиться необходимых характеристик устройства и уменьшить его габариты.

### Список литературы

1. Bahl, I. J. Lumped elements for RF and microwave circuits / Inder Bahl. - Artech House microwave library, 2003.

2. Jens Muller, Daniel Josip «Integrated Capacitors using LTCC», Microtech -2002.

3. A. Abdel-Rahman, A. R. Ali, S. Amari and A. S. Omar «Compact Bandpass Filters Using Defected Ground Structure (DGS) Coupled Resonators», IEEE, MTT-S 2005.

4. A. Boutejdar, A. Elsherbini and A. Omar «Improvement of Compactness of Low pass and Band pass Filter Using a Simple Combination of Cross-Defected Ground Structure (DGS) and a Discontinuous Microstrip Line», IEEE, MTT-S 2008. М. В. Яковлева, Л. Г. Плавский (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630092, Новосибирск, пр-т К. Маркса, 20 E-mail: yakovleva mariya@ro.ru

Исследована модифицированная схема двухканального синфазного сумматора – делителя мощности Уилкинсона с подключением к средней точке балластного резистора короткозамкнутого шлейфа, что позволяет скомпенсировать паразитные параметры резистора и улучшить характеристики устройства.

#### Постановка задачи

Исходная схема сумматора-делителя мощности Уилкинсона (СДМУ) давно используется в широкой практике и его характеристики без учета влияния паразитных параметров балластного резистора (БР) хорошо известны, и описаны в [1–4]. В статье приведен способ улучшения характеристик устройства за счет компенсации влияния паразитных параметров БР в виде пленочного элемента. Характеристики ухудшаются в том диапазоне частот, где влияние паразитных параметров БР оказывается заметным [2] и, в частности, при суммировании мощных генераторов, что требует увеличения площади БР.

#### Решение

Эта компенсация достигается подключением к средней точке БР короткозамкнутого шлейфа с электрической длиной меньшей четверти длины волны центральной частоты рабочего диапазона [5] – рис. 1.



Рис. 1. Сумматор-делитель мощности Уилкинсона с корректирующим шлейфом



Рис. 2. Эквивалентная схема плеча сумматора мощности при включении корректирующего шлейфа

В рассматриваемой схеме пленочный БР объединяет два резистора с номиналом R, по одному на каждое плечо схемы, и выполняется в виде общего элемента с номиналом 2R и геометрической длиной  $2\ell_R$  эквивалентного отрезка линии передачи (ОЛП) с потерями.

Подключение к средней точке БР 2R корректирующего короткозамкнутого шлейфа с электрической длиной меньшей четверти длины волны центральной частоты рабочего диапазона позволяет скомпенсировать емкостную составляющую сопротивления БР и улучшить характеристики устройства. В режиме синфазного возбуждения ОЛП с потерями, эквивалентный распределенному резистору R плеча схемы, нагружен на короткозамкнутый шлейф – рис. 2, входное сопротивление которого индуктивно.

Наименьшее влияние на работу схемы рассматриваемая комбинация оказывает при максимальном значении её входного сопротивления, что гарантирует достижение наилучшего согласования по входам 1 и 2 и максимальной развязки между ними.

Таким образом, влияние шлейфа проявляется в существенном увеличении активной составляющей входного сопротивления ветви с БР и частичной компенсации его паразитной емкости.

### Моделирование

Расчеты проводились на основе [7] в диапазоне частот 600–1400 МГц с центральной частотой  $f_0 = 1000$  МГц для БР с номиналом 100 Ом и габаритами 4\*8 мм<sup>2</sup>, длины МПЛ плеч  $\ell_{\Pi\Pi} = 29.2$  мм,  $W_{\Pi\Pi} = 0.4$  мм, для шлейфа  $\ell_{III} = 10.6$  мм,  $W_{III} = 0.2$  мм, толщина подложки h = 1 мм, материал – поликор.

Частотные зависимости для варианта СДМУ с сосредоточенным БР - исходный, эталонный вариант устройства, показаны на рис. 3, *a*. Коэффициенты передачи  $S_{13}$ ,  $S_{23}$  близки к - 3 дБ во всей ± 40 % полосе частот, т.е. обеспечивается идентичная работа суммируемых генераторов.  $K_{\rm crU1,2} \leq 1.1$  во всей полосе частот.  $K_{\rm crU3} \leq 1.25$  в полосе частот ± 20%. Относительная ширина полосы частот по уровню – 25 дБ параметра  $S_{12}$  равна ±10% с высшим значением -57.3 дБ на центральной частоте.

Частотные зависимости для варианта с распределенным БР рис. 3,  $\delta$  ухудшились столь существенно, что невозможно говорить о практическом применении устройства. Коэффициенты передачи  $S_{13}$ ,  $S_{23}$  снижаются,  $K_{_{\rm CTU}}$  резко возрастают, высшее значение параметра развязки  $S_{12}$  падает до - 14 дБ.

На рис. 3, *в* представлены частотные зависимости устройства при введении корректирующего шлейфа с длиной  $\ell_{III} = 10.6$  мм. Видно, что нарушенная ранее симметрия зависимостей восстановилась. Численные значения параметров достаточно высоки, хотя и уступают таковым для идеальной схемы с сосредоточенным БР, в частности, по  $K_{\rm crU}$ . Относительная ширина полосы частот по уровню – 25 дБ для  $S_{12}$  составляет ±17.5%, т.е. в 1.75 раза превышает исходную. Наивысшее значение  $S_{12}$  равное 42.07 дБ меньше исходного примерно на 15 дБ. Коэффициенты передачи  $S_{13}$ ,  $S_{23}$  выросли по сравнению с вариантом без коррекции на 8 % до уровня - 3.23 дБ, но уменьшились на 2.4 % по сравнению с исходной схемой.

 $K_{\rm crU1,2} \le 1.2$  в полосе частот  $\pm 36$  %,  $K_{\rm crU3} \le 1.25$  в полосе частот  $\pm 26$  %. Таким образом, применение корректирующего шлейфа привело к существенно положительному результату, экспериментальные исследования показали хорошее совпадение с теоретическими, это решение использовалось в образцах по ряду НИР.



Рис. 3. Частотные зависимости параметров СДМУ с сосредоточенным (*a*) и распределенным (*б*) балластным резистором (4х8 мм<sup>2</sup>) и с корректирующим шлейфом (*в*)

### Вывод

Проведенная работа показала перспективность рассмотренного технического решения, и области его практического применения. На этом не исчерпываются варианты улучшения параметров СДМУ, продолжается работа над другими способами, которые предполагаются к патентованию.

### Список литературы

1. Печурин В.А., Петров А.С. Делители – сумматоры мощности СВЧ диапазона // Успехи современной радиоэлектроники. – 2010. – № 2. – С. 5–42.

2. Микроэлектронные устройства СВЧ / Н.Т. Бова, Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин и др. – К.: Техніка, 1984. – 184 с., ил.

3. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний / В.В. Заенцев, В.М. Катушкина, С.Е. Лондон, З.И. Модель; под ред. З.И. Моделя. – М.: Сов. радио, 1980. – 296 с., ил.

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

5. А.с. 1798840 (СССР) Делитель мощности. Авт. изобр.: Ю.М. Лиханов, Л.Г. Плавский, М.Г. Рубанович, Г.С. Шауро. – Опубл. в Б.И. – 1993 – № 8.

6. Плавский Л.Г., Рубанович М.Г., Шауро Г.С. – улучшение свойств балластных нагрузок СВЧ // Актуальные проблемы электронного приборостроения. – 1998. – № 12. – С. 23–26.

## ЭЛЕКТРОННЫЙ УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ»

Ю. Д. Лейченко, И. В. Морозеев, С. Е. Никотин, М. А. Писанин

Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия morgan1989@mail.ru

Статья посвящена разработке ЭУМК по дисциплине «Теоретические основы электротехники». Рассмотрены структурная схема комплекса и составляющие ее блоки. ЭУМК обеспечивает полную структуру учебно-познавательной деятельности, способствуя овладению студентами научными знаниями, умениями, навыками.

В настоящее время актуальной является задача формализации процесса обучения в высших учебных заведениях путем введения электронных учебно-методических комплексов (ЭУМК) [1–3].

Описываемый ЭУМК представляет собой объединение учебно-методических, программно-технических и организационных средств, обеспечивающих полную совокупность образовательных услуг, которые необходимы для изучения теоретических основ электротехники (ТОЭ) и для данной формы обучения (очной, заочной, дистанционной).

Структурная схема ЭУМК «ТОЭ» изображена на рис. 1.

Активизация учебно-познавательной деятельности студентов в процессе обучения ТОЭ усилена в ЭУМК за счет применения мультимедиа. ЭУМК «ТОЭ» включает в себя электронную интерактивную составляющую, обеспечивающую комплекс средствами визуализации и индивидуализации обучения. В разработанном ЭУМК главную роль играют объяснительно-иллюстрированное интерактивное обучение с использованием мультимедийных средств и анимации, а также обучение в деятельности на эстетичном и содержательном учебном материале.



Рис. 1

Преимущества применения мультимедийных средств в ЭУМК «ТОЭ» заключаются в том, что студенту предоставляется возможность слышать и видеть учебный материал, одновременно активно участвуя в управлении его подачей, возвращаясь к непонятным или особо интересным разделам. При этом обучающийся может пользоваться не только звуком и изображением, но и терпением учителя-компьютера, способного воспроизводить объяснение столько раз, сколько это необходимо для понимания и запоминания учебного материала.

ЭУМК полностью обеспечивает все виды занятий по ТОЭ и включает в себя:

средства изучения теоретических основ электроники;

 – лабораторный практикум, позволяющий проводить занятия при всех формах обучения;

- средства поддержки практических занятий;

средства поддержки выполнения курсовых проектов и расчетных заданий;

- средства контроля знаний при изучении дисциплины;

 методические рекомендации по изучению как всей дисциплины, так и отдельных объектов в ее составе;

 – средства взаимодействия между преподавателем и студентом обучаемым в процессе изучения дисциплины;

- контрольные вопросы;

- нормативно-справочный материал.

Формирование профессиональной направленности обучения ТОЭ реализовано через структуру и содержание ЭУМК посредством:

 введения в структуру ЭУМК блока профессиональных задач, содержащего междисциплинарные задания смежных дисциплин;

– включения в контент каждого блока ЭУМК профессионально ориентированных вопросов и заданий, что способствует повышению мотивации и активизации учебнопознавательной деятельности в процессе обучения ТОЭ, позволяя абстрактный характер знаний экстраполировать на профессионально значимую реальность. ЭУМК «ТОЭ» предоставляет студенту возможности:

 доступ в процессе самостоятельной работы к любой визуализированной теме, разработанной с элементами компьютерной анимации в пошаговом режиме с параллельным комментарием виртуального лектора;

 – самим проектировать свою образовательную траекторию, а именно управлять темпом предъявления учебной информации с возможностью многократного повтора неясных объектов.

Организационно-методические материалы комплекса включают в себя:

- рабочую программу дисциплины;

- график изучения курса;

- содержание учебной работы в вузе и самостоятельной работы студента;

- список лабораторных работ, которые необходимо выполнить;

- задания для контрольных работ и методические рекомендации по их выполнению;

- перечень вопросов, выносимых на зачет;

- перечень экзаменационных вопросов;

- ответы на наиболее часто возникающие вопросы;

 организацию промежуточного и итогового контроля качества подготовки (при работе по дистанционной и традиционной заочной технологиях обучения);

 – указания по взаимодействию студента и преподавателя, контактную информацию – фамилию, имя, отчество преподавателя, график консультаций, телефон, факс, e-mail.

В блоке лекционного материала представлен текстовый конспект каждой лекции. Его контент используется преподавателем в процессе подготовки к лекциям, а студентам – при самостоятельной работе. В данный блок входят обязательные параграфы с темами рабочего плана, а также включены дополнительные параграфы, применяемые в общепрофессиональных и специальных дисциплинах радиотехнических специальностей. Блок содержит лекции, структурированные по учебным темам. В нем осуществлена компьютерная визуализация каждой темы раздела. Все слайды созданы с эффектом анимации, обеспечивающими предъявление учебной информации пошагово. Каждая порция информации обеспечивает изучение какого-либо существенного признака с обязательным пояснением лектора. Появление новой порции информации на слайде и ее изменение регулируется лектором: оно может быть замедлено, ускорено или повторено в зависимости от уровня подготовленности аудитории и восприятия учебной информации.

Лабораторный практикум одна из наиболее трудоемких составляющих ЭУМК. В нем используются модели изучаемых процессов и оборудования [4]. Модели позволяют студенту получать доступ к процессам и оборудованию, использование которых в учебных заведениях практически невозможно, дают возможность произвольно менять временные масштабы изучаемых процессов. Система автоматизированного лабораторного практикума ЭУМК обеспечивает: развитие у студентов необходимых навыков к самостоятельному проведению эксперимента; ознакомление обучаемых с современными методами, приемами и средствами научного и экспериментального познания; приобретение опыта общения с современными и техническими и программными средствами лабораторного и научного эксперимента; развитие творческой активности.

Блок «Практикум» представлен типовыми примерами и задачами профессиональной направленности, выполненными с элементами компьютерной анимации, в пошаговом режиме с параллельным комментарием виртуального лектора. При непонимании любого фрагмента учебного материала студент с помощью клавиатуры может повторить данный фрагмент. Многократное повторение учебного материала позволяет реализовать режим репетиторства данного блока, используемый для индивидуализации обучения. Пошаговое предъявление решения типовых задач является одним из самых важных этапов обучения:

оно формирует у обучающихся знания – «знакомства» с новыми теоретическими знаниями, новыми приемами и методами решения задач.

Блок «Практикум» включает обучающие задания, обеспечивающие поэтапное повышение уровня усвоения знаний в режиме интерактивного взаимодействия ЭУМК и студента с использованием внутренней трехуровневой обратной связи. Первый уровень осуществляет констатацию неправильного решения без анализа допущенной ошибки, но с выдачей рекомендаций общего характера, второй – констатацию неправильного результата и выдачу конкретных рекомендаций, третий – констатацию неправильного результата, анализ допущенной ошибки и представление правильного результата. Обратная связь в этом блоке способствует формированию обучающих воздействий с учетом результатов контроля учебной деятельности. Данный блок содержит задания по двум уровням сложности. Задания первого уровня направлены на воспроизведение действий, осознанных обучающимся на основе разработанных типовых примеров, и обеспечивают формирование – «копий». Задания второго уровня направлены на применение полученных знаний и обеспечивают формирование знаний – «умений». Блок «практикум» используется студентами на практических занятиях и при самостоятельной работе.

Разница проведения практических занятий при очном и дистанционном видах обучения определяется организацией взаимодействия между студентом и преподавателем, а также степенью взаимодействия между обучаемыми. В очном образовании преподаватель может управлять ходом решения задач в реальном времени, направляя студентов, комментируя и объясняя типичные ошибки. Взаимодействие между студентами позволяет им быстрее находить решения и получать опыт совместной работы.

Блок контроля и проверки знаний включает совокупность тестовых заданий (T3), структурированных по учебным темам, используемых в качестве внутреннего контроля. Тестовые задания в ЭУМК представлены двух видов: для контроля усвоения основных понятий на лекционных занятиях и для контроля знаний и умений – на практических.

На лекциях внутренний контроль реализуется за счет экспресс-тестирования, которое позволяет осуществить студенту самодиагностику усвоения теоретического материала на основе сравнения своих результатов с заданными эталонами. За 3–5 минут до конца лекции студентам на экране предъявляются тестовые задания в автоматическом режиме. На ответ по каждому вопросу отводится 30–40 секунд.

Блок контроля и проверки знаний представляет собой комплексное программное решение для проведения компьютерного тестирования с целью оценки знаний, умений и навыков студентов. Проведение контроля в нашем случае проводится с помощью программы тестирования СКТ [5].

СКТ предусматривает возможность частичного или полного ее прохождения, прерывание контроля, ограничение времени тестирования, случайный порядок выдачи ТЗ, выдачи подсказки в виде комментария, установку индикаторов правильных ответов и другие функции. СКТ позволяет проводить тестирование студентов в режимах «Контрольное тестирование» и «Самоконтроль».

В режиме «Самоконтроль» студент может пройти тестирование по любой из тем дисциплины как с ограничением по времени, так и без него, имея при этом возможность проверки ответа на текущее ТЗ или, при необходимости, получения подсказки. Режим «Самоконтроль» позволяет испытуемому самостоятельно обнаруживать проблемы в структуре своих знаний и принимать меры для их ликвидации. В этом случае можно говорить о значительном обучающем потенциале ТЗ, использование которого станет одним из эффективных направлений практической реализации принципа единства и взаимосвязи обучения и контроля.

В ЭУМК «ТОЭ» реализованы способы общения между преподавателем и студентами при заочной и дистанционной формах обучения:  общение по электронной почте – этот способ является предпочтительным, позволяя его участникам читать и подготавливать сообщение в удобное для них время;

 – общение через web-форумы средствами ЭУМК – эти средства легко позволяют организовать групповое общение;

- общение с помощью служб мгновенных сообщений и чатов.

Первые два способа общения являются асинхронными и не требуют присутствия сторон в определенное время и в определенном месте. В свою очередь, общение между преподавателем и студентами требует определенной системы документооборота и внутренних регламентов, определяющих процедуры регистрации, хранения, переписки, а также времени реакции на сообщение.

Службы мгновенных сообщений и чаты являются синхронными видами общения и требуют оперативного взаимодействия, а следовательно, жесткого расписания проведения консультаций.

ЭУМК «ТОЭ» обеспечивает полную структуру учебно-познавательной деятельности, способствуя овладению студентами научными знаниями, умениями, навыками.

Широкое внедрение ЭУМК «ТОЭ» в учебный процесс будет несомненно способствовать более эффективному обучению студентов, повышению уровня и качества их образования.

### Список литературы

1. Башмаков А. И. Разработка компьютерных учебников и обучающих систем. – М.: Филинъ, 2003. – 616 с.

2. Семенова Н. Г. Теоретические основы создания и применения мультимедийных обучающих систем лекционных курсов электротехнических дисциплин. – Оренбург: Вестник, 2007. – 17 с.

3. Зайнутдинова Л. Х. Создание и применение электронных учебников (на примере общетехнических дисциплин). – Астрахань: ЦНТЭП, 1999. – 364 с.

4. Лейченко Ю. Д, Шестаков С. А. Компьютерный лабораторный практикум по дисциплине «Основы теории цепей». – Томск: Изв. вузов. Физика. – 2010. – № 9/3. – С. 298–299.

5. Лейченко Ю. Д, Бурмитских А. В, Туголуков Д. В, Игнатенко А. В. Система компьютерного тестирования по дисциплине «Основы теории цепей». – Томск: Изв. вузов. Физика, 2010. – № 9/3. – С. 296–297.

## МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ НА МАГНИТОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПОДЛОЖКЕ

А. А. Матвеев, А. С. Волошин, А. М. Сержантов (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет, 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: voloshin as@inbox.ru

Исследована микрополосковая конструкция антенны, в которой подложкой служит слой магнитодиэлектрика. Показано, что изменение под действием управляющего магнитного поля магнитной проницаемости подложки позволяет переключать плоскость поляризации антенны в двух взаимно ортогональных направлениях.

Микрополосковые антенны, как известно, широко используются в технике СВЧ для излучения и приема электромагнитных волн с линейной, круговой и эллиптической поляризацией [1]. Известно также, что использование антенн с переключаемой поляризацией существенно расширяет возможности систем связи, радиолокации, радионавигации и различной специальной радиоаппаратуры. В настоящей работе нами предлагается управляемая микрополосковая антенна на магнитодиэлектрической подложке, в которой на заданной частоте под действием управляющего магнитного поля возможно переключение плоскости поляризации в двух ортогональных направлениях.

Конструкция исследуемой микрополосковой антенны (рис. 1) состоит из магнитодиэлектрической подложки, на одну сторону которой нанесен металлический проводник прямоугольной формы размерами  $L_x$  и  $L_y$ . Вторая сторона подложки полностью металлизирована и служит экраном (заземляемым основанием).



Рис. 1. Конструкция микрополосковой антенны с переключаемой поляризацией



Рис. 2. Результаты расчета частотных зависимостей обратных потерь микрополосковой антенны и распределение высокочастотных токов в полосковом проводнике для двух мод колебаний

Известно, что на амплитудно-частотной характеристике обратных потерь микрополосковой антенны с прямоугольной формой полоскового проводника первые два резонанса соответствуют полуволновым модам колебаний: вдоль длинной стороны – «низкочастотный» резонанс  $f_1$  и вдоль короткой – «высокочастотный» резонанс –  $f_2$  [2, 3]. При этом на частотах указанных мод антенна излучает волны, взаимно ортогональные по поляризации. Расчет характеристик исследуемой микрополосковой антенны производился с помощью пакета программ High Frequency Structure Simulator (HFSS 12.0). Параметрический синтез антенны проводился подбором параметров  $L_x$  и  $L_y$ , а также координат точки кондуктивного подключения генератора – х и у. При этом требовалось, чтобы при минимальной величине магнитной проницаемости подложки на рабочую частоту f<sub>0</sub> попадал «горизонтальный» резонанс микрополосковой конструкции с частотой  $f_1$ , а при максимальной величине магнитной проницаемости – «вертикальный» с частотой f<sub>2</sub>'. Для определенности настройка антенны осуществлялась на рабочую частоту  $f_0 = 4.96$  ГГц. В результате параметрического синтеза были получены следующие параметры конструкции согласно обозначениям, представленным на рис. 1 в миллиметрах:  $L_x = 9.39$ ,  $L_y = 9.21$ , x = 3.4 и y = 3.35. На рис. 2 сплошной линией представлена рассчитанная частотная зависимость обратных потерь антенны при магнитной проницаемости подложки  $\mu = 1$ , а пунктиром при  $\mu = 1.03$ .



Рис. 3. Результаты расчета поляризационных диаграмм направленности микрополосковой антенны на резонансных частотах «горизонтальной» (*a*) и «вертикальной» (*б*) мод.

Видно, что вблизи рабочей частоты  $f_0 = 4.96$  ГГц коэффициенты отражения малы для требуемых значений магнитной проницаемости подложки. Однако при этом линейные поляризации излучаемой (принимаемой) электромагнитной волны антенной, как показал расчет, являются взаимно ортогональными, причем  $f_1 \approx f_2'$ . Это наглядно подтверждают представленные на рисунке распределения высокочастотных токов в полосковом проводнике исследуемой антенны.

Ортогональность колебаний двух используемых мод также подтверждается расчетными поляризационными диаграммами направленности исследуемой антенны на частотах «горизонтального» ( $f_1$ ) и «вертикального» ( $f_2$ ) резонанса (рис. 3).

При практической реализации рассматриваемой микрополосковой антенны в качестве материала для магнитодиэлектрической подложки может быть выбран высокочастотный феррит. Как известно, СВЧ-ферриты могут работать на частотах до 10 ГГц и при этом характеризуются малыми диэлектрическими потерями [2]. Кроме того, в качестве материала с управляемыми магнитными свойствами могут использоваться тонкие металлические магнитные пленки, нанесенные на поверхность диэлектрической подложки.

Таким образом, в рамках проведенных исследований микрополосковой антенны с электрически переключаемой поляризацией была подтверждена возможность изменения поляризации излучаемой электромагнитной волны на ортогональную. Показано, что для этого требуются относительно небольшие изменения магнитной проницаемости магнитодиэлектрической подложки, а сам процесс переключения может занимать сравнительно малое время.

#### Список литературы

1. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. – М.: Радио и связь, 1986. – 144 с.

2. Неганов В.А., Яровой Г.П. Теория и применение устройств СВЧ. – М.: Радио и связь, 2006. – 720 с.

3. Беляев Б.А., Волошин А.С., Сержантов А.М., Шабанов В.Ф. Исследование микрополосковой жидкокристаллической антенны с электрически переключаемой поляризацией // Изв. вузов. Физика. – 2010. – № 9/2. – С. 158–160.

# Секция «МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, НАНОФОТОНИКА И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА»

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СХЕМЫ ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В СУБМИКРОННОЙ ТЕХНОЛОГИИ 180 нм/280 нм С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДА МОНТЕ-КАРЛО

#### Д. Г. Андреев, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет 394026, Воронеж, Московский проспект, 14 E-mail: andreevd89@yandex.ru, micronano1441@yandex.ru

Проведён анализ схемного решения источника опорного напряжения, пригодного для реализации в субмикронной технологической базе. Рассмотрены принципы использования метода Монте-Карло при моделировании источника опорного напряжения на основе субмикронных структур, в частности, рассмотрена реализация составной части источника опорного напряжения, приведены графики, построенные в программе Analog Design Environment, с помощью которых сделан вывод о работоспособности схемы.

#### Постановка задачи

На примере простейшего источника опорного напряжения, построенного по субмикронной технологии (технология 0.18 mkm), представляется целесообразным рассмотреть применение на практике метода Монте-Карло с использованием программы Analog Design Environment.

#### Моделирование

Составная часть источника опорного напряжения представлена на рис. 1. В её состав входят два транзистора Q1, Q2, используемые в диодном включении. В транзисторе Q2 параметр m = 10, это означает, что транзистор Q2 представляет собой транзистор с 10 эмиттерами [2, 3]. Транзисторы питаются с помощью источника постоянного напряжения Vdc с питающим напряжением 1,8 В. В ветви эмиттеров включены источники тока по 4 мкА каждый.



Рис. 1. Схема составной части опорного источника напряжения

Температурная характеристика, представленная на рис. 2, показывает, что выходное напряжение источника практически не зависит от изменения температуры в широком диапазоне температур. При технологическом процессе вследствие разброса физикотехнологических параметров транзисторов может возникнуть такая ситуация, что партия транзисторов будет иметь различное выходное опорное напряжение, т.е. может возникнуть большой разброс. Задача моделирования Монте-Карло сводится к исследованию поведения источника напряжения при колебаниях его внутрисхемных параметров, результатом будет являться оценка его устойчивости к изменению внутрисхемных параметров [1].



Рис. 2. Зависимость опорного напряжения от температуры U(T)



Рис. 3. Запуск моделирования Монте-Карло



Рис. 4. Окно Analog Statistical Analysis

Для проведения моделирования Монте-Карло необходимо запустить приложение Analog Design Environment в окне Schematic Editing. В открывшемся окне Analog Design Environment необходимо выбрать вкладку Model Library Setup (рис. 3). В ней задаются используемые модели: модель param.scs, которая отвечает за величину статистического разброса параметров (варьируется между 2s и 6s); модель xb035.scs, описывающая математическую модель биполярного транзистора, при этом в столбце section заменяется параметр данной модели tm (typical model) на параметр mc\_g (monte-carlo\_gauss).

После задания моделей необходимо во вкладке Tools выбрать пункт Monte Carlo (рис. 4). Далее откроется окно Analog Statistical Analysis, в котором задается количество испытаний, выбираются изменяемые параметры (Process Only, Mismatch Only и Process & Mismatch). Проведение моделирования Монте-Карло производится после активизации процедуры Run во вкладке Simulation.

В итоге получаются зависимости опорного напряжения от изменения температуры окружающей среды при вариации внутрисхемных параметров математической модели транзистора (рис. 5).

Получили, что при величине 6s статистического разброса параметров транзистора опорное напряжение изменяется в пределах от 1,243 до 1,254 В, т.е. разница составляет 0,011 В. Для данного простейшего источника опорного напряжения разброс является незначительным. Соответственно, источник опорного напряжения будет устойчиво работать при любом технологическом разбросе.



Рис. 5. Результат моделирования источника опорного напряжения методом Монте-Карло

### Обсуждение результатов. Выводы

В работе рассмотрены основные принципы использования метода Монте-Карло при моделировании источника опорного напряжения на основе субмикронной технологии, в частности, рассмотрена реализация составной части источника опорного напряжения, приведены графики, построенные в программе Analog Design Environment. В итоге моделирования сделан вывод, что схема является работоспособной.

## Список литературы

- 1. Соболь И.М. Метод Монте-Карло. М.: Наука, 1985. 80 с.
- 2. Hans Camenzind. Designing analog chips. 2005. 242 c.
- 3. John McNeill. CMOS precision voltage references. 1999. 128 c.

## МИКРОКОНТРОЛЛЕР НА БАЗЕ УСОВЕРШЕНСТВОВАННОЙ AVR RISC АРХИТЕКТУРЫ

Ю. А. Шкондин, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет 394026, Воронеж, Московский проспект, 14 E-mail: sya@niiet.ru micronano1441@yandex.ru

Разработана схема структурно-функциональной организации 8-разрядного микроконтроллера с модифицированной AVR RISC архитектурой на базе микроконтроллера ATmega128. В частности, принципиально новой является архитектура построения работы с памятью ОЗУ.

#### Постановка вопроса

Уже длительное время микроконтроллеры AVR представлены набором семейств, сбалансированных по функциональности, производительности, экономичности и стоимости. Однако, несмотря на несомненные преимущества AVR RISC архитектуры, ряд параметров и возможностей микроконтроллера можно усовершенствовать, что сделает его еще более привлекательным на рынке микроконтроллеров и обеспечит более высокую степень конкурентоспособности. Возьмем за основу микроконтроллер ATmega128, как один из наиболее перспективных в семействе mega, и разработаем на его базе схему структурно-функциональной организации 8-разрядного микроконтроллера с модифицированной AVR RISC архитектурой.

### Разработка организации микроконтроллера

Изучение архитектуры AVR приводит к выводу о том, что система команд может быть усовершенствована за счет внедрения принципиально новой архитектуры работы с памятью данных O3У. В таблице приведены длительности выполнения инструкций для стандартной AVR RISC архитектуры и для модифицированной AVR RISC архитектуры.

| Длительность                  | Кол-во инструкций     |                                    |  |
|-------------------------------|-----------------------|------------------------------------|--|
| выполнения инструкций, тактов | Модифицированное ядро | Стандартное AVR ядро (серия xmega) |  |
| 1                             | 130                   | 73                                 |  |
| 2                             | 3                     | 24                                 |  |
| 3                             | -                     | 9                                  |  |
| 4                             | -                     | 2                                  |  |
| 1/2                           | -                     | 20                                 |  |
| 1/2/3                         | -                     | 3                                  |  |
| 2/3/4                         | -                     | 2                                  |  |

Длительность выполнения инструкций для различных архитектур

Таблица

Данное увеличение производительности заключается в реализации доступа ядра микроконтроллера одновременно к двум соседним адресуемым ячейкам памяти [1]. Следует отметить, что простое расширение ширины шины памяти приведет к сложности в адресации к произвольной ячейке памяти. Кроме того, если дополнительный байт (слово) расположен по нечетному адресу, то получить доступ к нему в этом же цикле чтения невозможно. Для реализации предложенного решения весь блок памяти как оперативной, так и постоянной разбивается на два одинаковых блока, а запись в них производится путем чередования блоков. Вводится дополнительный блок управления памятью, осуществляющий необходимую коммутацию блоков памяти в зависимости от поступающего адреса и выполняемого действия. С точки зрения программиста ширина шин памяти остается той же и никаких дополнительных программных действий не требуется.

На рис. 1 представлена структурная схема блока управления памятью, который функционирует следующим образом [1]. При поступлении от ядра микроконтроллера адреса текущей адресуемой инструкции блок управления на основании младшего бита адреса инструкции осуществляет коммутацию адресуемого блока памяти инструкций на основной выход инструкций, а другого на дополнительный. При этом блок формирования адреса для блока памяти, коммутируемого на дополнительный выход инструкций на основе текущего адреса, поступающего от ядра, формирует адрес либо аналогичный адресу текущего основного блока в случае четного входного адреса, либо увеличенный на один в случае нечетного адреса. Таким образом, на основном выходе инструкций блока управления памятью всегда присутствует адресуемая инструкция, а на дополнительном – следующая за ним.



Рис. 1. Структурная схема блока управления памятью

Операции, осуществляемые с блоками оперативной памяти аналогичны операциям проводимым с блоками памяти программ, но несколько сложнее, в силу того что, как правило, в микроконтроллерах программный стек располагается в ОЗУ, что требует обратного направления записи. Для реализации данной функции вводится дополнительный сигнал от ядра микроконтроллера, определяющий направление записи/считывания [1]. Либо прямое, для основных операций, либо обратное для операций проводимых со стеком. Вторым дополнительным сигналом от ядра является сигнал байт-слово, определяющий режим записи в ОЗУ либо 1 байта, как в обычном ОЗУ, либо 2 байт(слова), для сохранения за 1 такт сразу двух байт адреса возврата из процедуры. Чтение производится всегда двух соседних байт, но в зависимости от сигнала направления либо адрес дополнительного выхода больше на 1 адреса основного выхода в случае сигнала обратного направления.

Таким образом, применение при разработке микроконтроллера вышеуказанного способа организации памяти позволяет существенно повысить быстродействие AVR RISC архитектуры, вплотную подойдя к производительности 1MIPS.

Что касается объема и физического месторасположения ОЗУ, конечно, предпочтительнее иметь больший объем оперативной памяти "на борту" микроконтроллера, поскольку новая архитектура работы с памятью будет эффективна только при работе с внутренней памятью. Однако выбор объема напрямую будет зависеть от выбранной технологии, а также от максимального размера кристалла микроконтроллера для размещения его в выбранный корпус.
### Контроллеры силового каскада

Разработчики бытовых приборов, автомобилей и др. в настоящее время заинтересованы в разработке недорогих и экономичных регулируемых приводов.

За счет высокой выносливости, надежности, низкой стоимости и высокого к.п.д. (80 %) асинхронные электродвигатели используются во многих промышленных приложениях, в т.ч.:

 бытовые электроприборы (стиральные машины, вытяжки, холодильники, вентиляторы, пылесосы, компрессоры и др.);

• системы нагрева, вентиляции и кондиционирования воздуха;

• промышленные электропривода (управление движением, робототехника и др.);

• автомобили (электромобили)

Однако недостатком асинхронных двигателей является работа только на номинальной скорости при подключении к сети. Это является причиной, почему преобразователи частоты необходимы для регулировки частоты вращения асинхронных электродвигателей. Наиболее популярным алгоритмом управления трехфазным асинхронным электродвигателем является алгоритм с поддержанием постоянства отношения напряжение/частота (правило Костенко) и использованием обычного широтно-импульсно модулированного (ШИМ) управления инвертором напряжения.

Кроме асинхронных двигателей, в последнее время быстро приобретают популярность бесколлекторные двигатели постоянного тока, проникая во многие отрасли промышленности. Этот тип двигателей находит применение в различных сферах использования: от бытовых приборов до рельсового транспорта. Главное преимущество бесколлекторных двигателей – отсутствие вращающихся и переключающихся контактов. Как следствие – бесколлекторные двигатели имеют очень большой ресурс. Также они отличаются высоким быстродействием и динамикой, точностью позиционирования, широким диапазоном изменения частоты вращения, возможностью использования во взрывоопасной и агрессивной среде, высокими энергетическими показателями (КПД более 90 % и  $cos\phi$  более 0,95).

Основной особенностью, которая сделает данный микроконтроллер привлекательным для применения в устройствах управления электроприводами, является интегрирование трех контроллеров управления силовым каскадом. В состав данных периферийных устройств входят 12-разрядные реверсивные счетчики с двумя компараторами, выходы которых могут управлять силовыми транзисторами инвертора. Эти элементы позволяют генерировать любую трехфазную форму, используя широтно-импульсную модуляцию, и поддерживают простое управление паузами неперекрытия.

### Контроллер карт памяти

Следующим элементом модернизации микроконтроллера является внедрение контроллера карт памяти SD/SDHC/MMC. Сегодня многие из устройств, находящиеся в нашем употреблении, такие как: сотовые телефоны, фотоаппараты, медиа и MP3 плееры и другие устройства используют в качестве носителя информации карты памяти. На сегодняшний день существуют несколько типов носителей для хранения данных, используемых в цифровой технике. Наиболее распространены следующие:

• MultiMediaCard (MMC) – миниатюрный энергонезависимый кремниевый носитель информации. MMC являются результатом совместной разработки компаний SanDisk и Siemens. К преимуществам карт данного типа относятся малые размеры, а также прочная механическая конструкция и низкое энергопотребление. Среди недостатков можно отметить медленный интерфейс, достаточно высокую стоимость.

• Secure Digital (SD) – один из самых распространенных форматов хранения данных. SD-карты выделяются компактными размерами (32х24х2.1 мм) и возможностью защиты хранящейся на них информации от копирования. К достоинствам флэш-карт данного типа также можно отнести высокую скорость записи/чтения, повышенную защиту информации

на карте от случайного стирания или разрушения, механическую прочность и низкое энергопотребление.

• Secure Digital HC (SDHC) является расширением формата Secure Digital и позволяет выпускать карты памяти емкостью от 4 Гб и выше, в то время как объем карт стандарта SD ограничен 4 Гб. Карты памяти SDHC внешне очень похожи на SD, однако могут использоваться только с SDHC-совместимыми устройствами.

Контроллер карт памяти обеспечивает коммуникационный SD протокол для доступа к данным карт памяти. Для обмена данными контроллер использует конфигурируемую 1,2,4,8-разрядную шину данных. Для получения доступа к карте памяти контроллер сначала проводит процедуру инициализации, после выполнения которой, устанавливается режим обмена данными.

### Криптографические алгоритмы

Далее, в состав новейших разработок ф. Atmel – микроконтроллеров серии хтеда введены аппаратные средства защиты информации. В качестве реализованных стандартов компания Atmel выбрала два широко распространенных стандарта шифрования – AES и DES. У хтеда шифрование по стандарту DES реализуется выполнением специальной команды DES, входящей в состав системы команд процессорного ядра. Команда DES очень короткая, она исполняется за один период основной тактовой частоты. Для шифрования требуется поместить 8-байтный ключ и 8-байтный блок в регистровый файл, а затем последовательно выполнить команду DES 16 раз для шифрования или дешифрования блока данных. Криптомодуль AES шифрует и дешифрует блоки данных размером 128 бит с использованием 128-битного ключа. И ключ, и данные должны быть записаны в модуль до начала выполнения цикла команд кодирования-

В целях оптимизации производительности криптографических алгоритмов, особенно алгоритма AES, в разрабатываемом микроконтроллере планируется использовать модифицированную схему алгоритмов AES и DES, обеспечивающую выполнение операций шифрования/дешифрования за 14 тактов. Увеличение производительности осуществляется за счет увеличения аппаратных ресурсов, реализующих алгоритмы.

### Контроллер прямого доступа к памяти

Последним компонентом, интегрированным в состав микроконтроллера является контроллер прямого доступа к памяти (ПДП). В отличие от контроллера ПДП реализованного в микроконтроллерах AVR серии хтеда, это более упрощенная версия контроллера ПДП, который обеспечивает доступ к данным встроенного ОЗУ другим системным компонентам - микроконтроллерам, микропроцессорам. Доступ осуществляется через один из портов микроконтроллера, выбираемый программно. Инициализация процедуры чтения/записи ОЗУ осуществляется либо по запросу извне путем подачи активного уровня на вывод TRQ(запрос приема/передачи данных), а также соответствующего уровня на вывод RNW(высокий логический уровень соответствует чтению, низкий логический уровень соответствует записи), либо по внутреннему запросу путем записи логической единицы в соответствующий бит - чтения либо записи ОЗУ - регистра управления контроллером ПДП. Также, как и в контроллерах серии хтеда контроллер ПДП обеспечивает возможность доступа к ОЗУ в режиме транзакции, в режиме вспышки(burst), а также в блочном режиме с возможностью повторений блока. В режиме burst и блочном режиме возможны 3 типа адресации – фиксированная, инкрементная и декрементная. Длина посылок в режиме burst, размер блока и количество повторений блока такие же, как и микроконтроллерах серии хтеда.

Итак, на рис. 2 представлена структурно-функциональная организация 8-разрядного микроконтроллера с модифицированной AVR RISC архитектурой, оснащенной компонентами, присущими микроконтроллеру ATmega128, а также компонентами, интегрированными в ходе модернизации.



Рис. 2. Структурно-функциональная организация 8-разрядного микроконтроллера с модифицированной AVR RISC архитектурой

## Заключение

Разработана схема структурно-функциональной организации 8-разрядного микроконтроллера с модифицированной AVR RISC архитектурой. Взятый за основу аппаратный состав микроконтроллера ATmega128 надстроен дополнительными компонентами: контроллерами силового каскада, контроллером карт памяти MMC/SD/SDHC, аппаратно реализованными криптографическими алгоритмами AES и DES, контроллером прямого доступа к памяти. Осуществлено внедрение принципиально новой архитектуры работы с памятью ОЗУ.

#### Список литературы

1. Горбунов Д.Е. Способ организации памяти RISC микроконтроллеров // Вестник ВГТУ. – Т. 6. – № 3. – 2011.

363

# ОДНОКРИСТАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ АРХИТЕКТУРОЙ\*

А. В. Бабаков, О. В. Непомнящий (научный руководитель)

Институт космических и информационных технологий СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: olegn 68@mail.ru

Изложено современное состояние проблем и решений в области разработки однокристальных реконфигурируемых систем и проектов на основе ASIC/ASSP и FPGA. Рассмотрены перспективные направления развития методов и средств проектирования реконфигурируемых однокристальных систем. Приведены сведения об отечественных достижениях в области проектирования суперкомпьютерных систем и специализированных систем для нужд космической промышленности.

Развитие вычислительной техники напрямую зависит от состояния электронной промышленности, в том числе и средств микроэлектроники, которая является стратегически важнейшей современной отраслью во всех странах мира (около 3,5 % мирового ВВП) [1]. С каждым годом растет число финансовых вложений в развитие полупроводниковой промышленности, совершенствование технологий и оборудования.

Здесь, первоочередными задачами являются: необходимость сокращения сроков и повышение качества разработки микроэлектронных устройств, программируемых интегральных схем (ПЛИС) и систем, повышение уровня универсальности и гибкости методов и средств проектирования, разработка новых технологий исполнения ячеек и передовых архитектурных решений системной огранизации.

Огромная популярность ПЛИС обусловлена в первую очередь современным уровнем полупроводниковой технологии, который позволяет размещать на кристалле миллионы транзисторов, реализовывать одновременно процессоры, память, цифровую логику, аналоговые узлы, интерфейсы и т.д.

Исторически, при разработке однокристальных систем, сложились два пути развития: Во-первых – это применение в разработках специализированных, однократно программируемых заказных микросхем (ASIC – Application Specific Integrated Circuit), которые проектируются и изготавливаются под заказ и предназначены для выполнения некоторой конкретной задачи или круга задач. Основное достоинство таких микросхем – быстродействие. Скорость обработки информации ASIC в десятки и сотни раз превышает скорость обычных микросхем. Во-вторых – использование микросхем с реконфигурируемой архитектурой – микросхем ПЛИС. Основой такой микросхемы является «чистый» – незапрограммированный кристалл. Разработчик может по своему желанию реализовать на них требуемую архитектуру путем загрузки конфигурационной памяти. Согласно специфике применения и архитектуре, ПЛИС можно разделить на два подкласса – FPGA (Field-Programmable Gate Array) и PLD (Programming Logic Devices).

В [2] показано, что устойчивой тенденцией последних лет является снижение количества реализованных проектов с помощью ASIC и явное увеличение заказов на FPGA. Такая ситуация обусловлена в первую очередь, повышением уровня технологических норм, значительным усложнением маршрутов проектирования заказных микросхем ASIC, повышением быстродействия и надежности FPGA.

Передовые технологии изготовления FPGA позволили реализовывать конфигурационную матрицу непосредственно на кристалле и организовывать ячейки по принципу наращиваемых перемычек. Поэтому современные FPGA не требуют дополнительной конфигурационной памяти и не подвержены внешним помехам в виде сверхвысокочастотного

<sup>\*</sup> Работа выполнена в рамках ФЦП НиНПКИР Гос. контракт № 02.740.11.0508 (10093).

или гамма излучения, что обуславливает их применение в авиационной, космической и оборонной промышленности.

В свою очередь, исследования в области проектирования сложных однокристальных вычислительных систем показали, что наибольший эффект в данном направлении достигается при применении ПЛИС, с архитектурой класса «система на кристалле» (SoC – System on a Chip) [2, 4, 5]. Такие микросхемы помимо модулей конфигурируемого поля содержат на кристалле процессорное ядро, дополнительную память и комплектуются набором периферийных адаптеров. Кроме того на кристалле SoC могут быть реализованы пользовательские узлы, в том числе и средства обработки аналоговых сигналов. При дальнейшем развитии сложных однокристальных систем наблюдается тенденция размещения на одном кристалле не только цифровой и аналоговой части, но также датчиков и устройств формирования силовых каналов. Объединение PSoC в модульные системы в корпусе (SiP – System in Package) дает возможность получать высокотехнологичные, компактные «готовые решения» [1, 2].

Следует отметить, что одной из основных проблем при проектировании сложных однокристальных систем на ПЛИС является проблема поиска оптимальной технологии производства. Здесь на первый план выходят два параметра: быстродействие и универсальность. В том случае, когда приоритетным направлением разработки является быстродействие, применение процессорных ядер в составе проекта ПЛИС в некоторой степени подвержено сомнению, поскольку в большинстве случаев максимальная скорость обработки данных достигается только, за счет применения конечных автоматов реализованных посредством жесткой логики. В свою очередь, применение конечных автоматов негативно сказывается на гибкости проекта при его проектировании и последующем сопровождении, поскольку внесение изменений в такой проект становится сложной задачей. В данном случае, применение процессорных ядер позволяет перенести часть системы из аппаратной в программную область. Такой подход позволяет осуществлять гибкую настройку алгоритма функционирования, значительно упрощает маршрут проектирования и как следствие, мы имеем значительное сокращение сроков создания проекта.

На современном этапе развития используются два вида реализуемых в ПЛИС процессорных ядер – программное и аппаратное. Здесь под программным ядром будем понимать процессорный модуль, представленный на языке описания аппаратуры и имеющий возможность модификации для решения конкретной задачи или круга задач. Под аппаратным ядром будем понимать жестко заданное ядро, входящее в состав ПЛИС, окруженное реконфигурируемыми ячейками.

Для систем на кристалле, основанных на ПЛИС с программным ядром, имеется возможность задать конфигурацию процессорного ядра на основе предлагаемых компаниями производителями готовых решений. Такое ядро может быть сконфигурировано с помощью специальных программных средств генерации ядра. Также возможно создание встраиваемого процессора вручную на языке описания аппаратуры, например VHDL или Verylog. Таким образом, имеется возможность создавать пользовательские, узкоспециализированные процессоры с оптимальными характеристиками для данного проекта. Яркими примерами таких «готовых к реконфигурированию» ядер являются Nios II компании Altera, MicroBlaze от компании Xilinx и др. Существует также большое количество свободно распространяемых процессорных ядер сторонних разработчиков [6].

В случае реализации системы с жестко заданным – аппаратным ядром, ПЛИС имеют в своем составе процессор со строго определенной конфигурацией, который можно использовать для управления периферией заданной на программируемой части микросхемы. Например, ARM Cortex - M3 на сериях микросхем Fusion и Smart Fusion компании Actel, а также PSoC1-5 компании Cypress, PowerPC в микросхемах серий Virtex 4, 5 компании Xilinx и др. При проектировании сложных, однокристальных вычислительных ситем остро встает проблема интеграции в одной микросхеме цифровых и аналоговых модулей. Одним из вариантов реализации таких систем является использование внешних ЦАП и АЦП, что некоторым образом разрушает саму идею систем на кристалле, а также отрицательно сказывается на скоростных параметрах реализуемой системы.

Сегодня эта проблема нашла решение. Современные технологии производства кристаллов позволили совместить в одной микросхеме ранее выпускавшиеся отдельно конфигурируемые однокристальные системы для обработки аналоговых и цифровых сигналов. В состав таких систем входят конфигурируемые средства для обработки аналоговых сигналов (Field Programming Analog Array) и цифровые конфигурируемые блоки. Такие микросхемы получили название смешанных аналого-цифровых ПЛИС (mixed FPGA). Из этого ряда известны, микросхемы Actel серии Fusion и Smart Fusion, а также крупномодульные PSoC1, PSoC3, PSoC5 компании Cypress. Аналоговые блоки таких микросхем состоят из переключающихся конденсаторов, операционных усилителей, АЦП и ЦАП, коммутация с которыми гибко конфигурируется [3, 7].

С увеличением сложности проектов остро встает проблема оптимизации маршрутов проектирования встроенных систем. Сегодя все больше разработчиков отходят от привычного представления системы на языках описания аппаратуры или низкокоуровневых моделей в представлении проекта [3]. Стремительно развиваются языки системного и алгоритмического моделирования, позволяющие выполнять описание системных компонент на абстрактном, высоком уровне представления проекта, например SystemC, UML и др.

Переход на проектные нормы порядка 32 нм в большинстве случаев позволил разработчикам практически не задумываться над экономией внутрикристального пространства. Действительно, ведущие аналитики в данной области сегодня отмечают существенных разрыв между технологическими возможностями по производству ячеек и существующими методами и средствами создания проекта, которые значительно отстают [2,7]. Таким образом, сегодня системы, укладывающиеся в скоростной режим и отвечающие экономическим требованиям проекта, могут быть просто собраны из готовых сертифицированных и параметризированных программных и аппаратных модулей (IP компонент, Intellectual Property) как конструктор, несмотря на некоторую избыточность при реализации конечного продукта [4]. Такой подход с одной стороны приводит к выходу неоптимальных с точки зрения системной организации продуктов, с другой, позволяет существенно сократить сроки выхода готового изделия на рынок и в итоге получить большую финансовую выгоду.

Вышеупомянутые IP-модули представляют собой отлаженные цифровые/программные блоки, написанные на языке описания аппаратуры (HDL – hardware abstraction level) или представленные на более высоком уровне абстракции. Функционал таких блоков может быть различным, например, контроллеры интерфейсов, цифровые сигнальные процессоры DSP, драйверы периферийных узлов и математического сопровождения сложных вычислений, а также процессорные ядра и специализированные модули. IP-модули предоставляют возможность гибко варьировать архитектуру системы, что позволяет осуществлять оптимизацию на системном уровне согласно заданным критериям. Например, для повышения производительности системы с процессорным ядром можно вынести часть алгоритма программы в отдельный, аппаратный IP-блок, специально предназначенный для решения данной подзадачи, с которой универсальное процессорное ядро справляется медленнее, поскольку осуществляет программную обработку. Ярким примером могут служить модули цифровой обработки и преобразования сигналов (свертка, быстрое преобразование Фурье и др.)

IP-ядра обычно поставляются компанией-производителем вместе с ПЛИС микросхемой. Существуют также отдельные компании и сообщества, разрабатывающие открытые IP-ядра [6]. Таким образом, у разработчиков всегда есть широкий выбор, как в плане функциональности, так и в плане проприетарности готовых логических функций для проектирования систем на кристалле.

Немаловажным преимуществом ПЛИС является возможность динамически реконфигурировать систему на кристалле, определяя варианты ее работы. Здесь, основной эффект достигается в случае, когда время реконфигурации не критично. Реконфигурация может быть активной и пассивной. Активная реконфигурация подразумевает изменение архитектуры системы непосредственно во время ее работы. Пассивная реконфигурация обычно происходит при запуске устройства.

Одним из классических примеров такой настройки является конфигурация ПЛИС в начале работы для тестирования системы и самотестирования, после чего происходит реконфигурация в нормальный режим для выполнения основных функций. К простым случаям реконфигурации можно отнести также заранее определенный набор систем на кристалле, определенных в статической памяти устройства и по желанию пользователя загружаемых на кристалл.

Более сложными являются системы с динамически перестраиваемой архитектурой, выполненные на основе ПЛИС, которые позволяют частично изменять архитектуру системы для выполнения специфических задач в зависимости от определяющих внешних или внутренних факторов. Основная проблема при реконфигурации в данном случае заключается во времени конфигурирования [3].

Например, на основе систем на кристалле, выполненных на базе ПЛИС, сегодня строятся реконфигурируемые вычислительные системы (PBC), ориентированные на абсолютно параллельную форму алгоритма задачи. Эти работы ведутся в Южном научном центре РАН. Построение такой системы происходит за счет аппаратной реализации всех операций, предписанных вершинами информационного графа задачи, что представляет собой пассивную реконфигурацию, реагирующую на внешний фактор – алгоритм решения задачи. Каналы передачи данных соответствуют дугам между вершинами, а информационные каналы – входным и выходным вершинам. Задача в этом случае будет выполнена максимально быстро за счет максимально возможного распараллеливания операций. На основе анализа информационного графа, который представляет алгоритм решения поставленной специализированной задачи, с помощью специализированного программного обеспечения строится архитектура в виде файлов конфигурации ПЛИС на языке описания аппаратуры специально для решения этой задачи [8].

В Томском государственном университете реализуются автономные адаптирующиеся системы на кристалле на основе ПЛИС с активной частичной реконфигурацией во время работы. Работа таких систем представляет собой цикл, в котором происходит постоянный сбор информации о системе с немедленной обработкой этой информации для внесения соответствующих изменений в архитектуру. Это позволяет, например, гибко подбирать смягчающий фильтр для ядра цифровой обработки сигналов посредством анализа этого ядра с помощью байесовских сетей, который выполняется как программный процесс на основном ядре для определения помех [9].

Еще одним примером динамически реконфигурируемых систем на основе ПЛИС является решение для пользовательских терминалов GPS/ГЛОНАСС Предложенное специалистами из Сибирского федерального университета [5]. Основная идея такого универсального пользовательского терминала состоит в том, что он может одновременно работать в трех известных навигационных системах. Разумеется, что каждый системный алгоритм будет выполняться в разные моменты времени. При традиционном исполнении в виде заказной микросхемы потребуется собственный кристалл или часть кристалла для реализации каждой функции на общем устройстве. Следовательно, подобный подход приведет к значительным потерям доступных ресурсов (затрачивается время и потребляется лишняя энергия). Однако при использовании принципа адаптации к текущему алгоритму нет необходимости реализовывать все три направления отдельно, достаточно осуществить перезагрузку ПЛИС с требуемой системной конфигурацией.

Технологии наращиваемых перемычек и реконфигурируемых ячеек внутрикристального пространства позволили реализовывать специализированные системы для нужд космической промышленности России. В рамках Федеральной целевой программы в Сибирском Федеральном университете разрабатываются системы на кристалле для управления энергопреобразующей аппаратурой перспективных космических аппаратов. Такая система будет содержать на одном кристалле помимо процессорного ядра и блоков цифровой обработки сигналов, аналоговые компоненты. Ее основными достоинствами следует считать низкое энергопотребление, малые габаритные размеры и вес, а так же высокую надежность и отказоустойчивость, что достигается за счет принципов динамического реконфигурирования системы в процессе функционирования [10].

Сегодня, последние мировые достижения в области динамически реконфигурируемых однокристальных систем, позволили осуществлять реконфигурирование кристалла со скоростью сотни тысяч раз в секунду [7]. Такими технологиями владеют компании Elixent, IPflex, Motorola и др.

На основании вышеизложенного можно с уверенностью утверждать, что одними из наиболее перспективных направлений современной микроэлектроники в области построения реконфигурируемых систем следует считать направления системной интеграции на одном кристалле цифровых и аналоговых компонент, развитие направлений динамически реконфигурируемых кристаллов с достижением высокой скорости реконфигурации, а также развитие передовых языковых методов высокоуровневого описания и тестирования конечных систем.

### Список литературы

1. Юдинцев В. Мировая электроника. Современное состояние и тенденции развития // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. – № 3. – С. 124–129.

2. Немудров В., Мартин Г. Системы-на-кристалле. Проектирование и развитие. – М.: Техносфера, 2004. – 216 с.

3. Максфилд К. Проектирование на ПЛИС. Курс молодого бойца. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. – 408 с.

4. Непомнящий О.В., Хабаров В.А. и др. Сверхбольшие интегральные схемы. Проблемы проектирования // Вопросы современной науки и практики. Университет им. В.И. Вернадского. – Тамбов: [б.и.], 2009. – № 6(20). – С. 166–173.

5. Непомнящий О.В., Шайдуров В.В., Вейсов Е.А. Проблемы и решения проектирования микропроцессорных модулей навигационной аппаратуры пользователей ГЛОНАСС // Вестник СибГАУ. – 2009. – № 4(25). – С. 14–18.

6. OpenCores [electronic resource] – Access mode: <u>http://www.opencores.org/</u>

7. Shibu. K. V. Introduction to Embedded Systems. – New Delhi: Tata McGraw Hill Education Private Limited. 2009. – 703 p.

8. Каляев И.А., Левин И.И. и др. Реконфигурируемые мультиконвеерные вычислительные структуры. – Ростов на Дону: Издательство ЮНЦ РАН, 2008. – 397 с.

9. Каляев И.А., Левин И.И., Семерников Е.А. Реконфигурируемые вычислительные системы. // Гироскопия и навигация. – М.: Изд-во ЦНИИ "Электроприбор", 2009.

10. Непомнящий О.В., Вейсов Е.А., Краснобаев Ю.В., Капулин Д.В. Методы и алгоритмы микропрограммного управления быстродействующими, импульсными стабилизаторами напряжения для организации питания бортовой аппаратуры перспективных космических аппаратов // Вестник СибГАУ. – 2010. – № 4(25). – С. 14–18.

## КВАЛИМЕТРИЯ АНГЛО-РУССКОГО ТЕЗАУРУСА В ОБЛАСТИ НАНОМЕТРОЛОГИИ

Е. Бакунова, А. Ю. Коловская, L. Karpov\* (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 <sup>\*</sup>Xidex Corporation 8906 Wall St.,Austin TX 78754,USA E-mail: ire kgtu baki@mail.ru

Целью исследования является выявление перевода терминов путем сопоставления английских и русских текстов технической тематики. Материалом исследования послужили метрологические термины, полученные в результате типической выборки из источников, представляющих сферу их функционирования, а именно статьи, стандарты и словари технической тематики. Во многих европейских странах за образец приняты стандарты ИСО, ISO, МЭК, а также основанные на них руководства по терминологической работе.

Проблема составления классификации тезаурусов не нова и в течение нескольких десятков лет привлекала внимание ряда отечественных и зарубежных лингвистов. Предшествующие разработки данного вопроса дает существенный положительный опыт, основываясь на котором мы в настоящее время предпринимаем попытку создания собственной классификации словаря-тезауруса.

Основной принцип предъявляемый к составления тезауруса – его однозначность в общетерминологическом плане и функциональность, поэтому при его составлении использовались периодические издания, справочники, стандарты, госты, документы, информационные материалы, содержащие активную "живую" техническую лексику. В отличие от стандартов на термины и определения, которые утверждаются комиссиями специалистов, в описательных словарях желательны указания на источники сведений. Они служат своего рода "индексом надежности" и "индексом свежести" информации, а также сообщают пользователю о том, где он может получить дополнительную информацию о понятии. В случае переводных соответствий указание на источник позволяет также определить, является ли переводное соответствие реально использующимся или искусственно созданным.

В терминографии четче, чем в других направлениях лексикографии, различаются языковая и организационная норма. Во многих странах существуют терминологические центры, имеющие полномочия регламентировать терминоупотребление в специальных сферах, главным образом путем издания государственных и межгосударственных стандартов на термины и определения. Эти издания носят нормативный характер, и в них используется развитая система предписывающих пометок, таких как *ucn. вместо* (используй вместо), *нерек.*, *нрк*. (нерекомендуемый термин), *ндп*. (недопустимый термин). Нормативные словари обычно отличаются небольшим объемом, и значительная часть нерекомендуемых терминов в них просто не попадает [4]. Словари, составляемые вне терминологических центров, как правило, носят дескриптивный характер и стремятся к отражению всех лексических пластов языков для специальных целей, однако в них редко встречаются оценки лексических единиц с точки зрения языковой правильности и языковых конвенций, принятых в той или иной предметной сфере.

При составлении нашего тезауруса мы стремились совместить преимущества дескриптивного и нормативного подхода. Лексические единицы включались в словари без оглядки на степень их нормативности, однако в словарных статьях рекомендуемые термины исходного языка и соответствия ставились первыми. Классификация строится, главным образом, на материале современных тезаурусов английского и русского языка с учетом вновь появившихся лексикографических произведений, представленных в печатном и электронном вариантах.

В работе над переводом наших материалов на английский язык, а также над переводом на русский язык зарубежных материалов мы пользовались рядом специальных словарей, каждый из которых содержит только определенную часть метрологических терминов. Очевидно, что формирующаяся на стыке большого числа дисциплин техническая терминология допускает различные варианты и толкования одних и тех же понятий в зависимости от специализированной направленности материала. Поэтому в каждом конкретном случае необходимо учитывать контекст и адресность перевода.

Русско-английский и англо-русский словари не достаточно эквивалентны друг другу. Последнее связано с некоторыми различиями в западной и российской технической лексике (в частности, в русском языке более развита специфическая "бюрократическая" лексика, тогда как в английском – юридическая). Некоторые термины не имеют точных аналогов. В этих случаях дается смысловой перевод или наиболее близкий аналог. Отдельные специальные термины исторически имеют различный перевод вплоть до полного несовпадения, поэтому для сверки значений таких терминов следует использовать специальные словари.

Для примера были приведены термины и определения предоставленные из зарубежных статей, стандартов и информационных документов, а также для сравнения переводы электронными переводчиками: PROMT, ABBYY Lingvo, Google:

• **Repeability** – повторяемость, сходимость (Promt: не переводиться; ABBYY Lingvo: повторяемость);

• Traceability – прослеживаемость, сходимость (Promt: отслеживаемость; ABBYY Lingvo:возможность отслеживания);

• **Trackability** – гибкость, проходимость (Promt: не переводиться; ABBYY Lingvo: не переводиться);

• Uncertainty of measurement – неопределенность результата измерений (Promt: неуверенность в измерении; ABBYY Lingvo: погрешность измерения);

• Accuracy – правильность, точность (Promt: точность; ABBYY Lingvo: точность, правильность);

• Precision – точность, воспроизводимость, прецизионность (Promt: точность; ABBYY Lingvo: точность, четкость, правильность);

• Validation – подтверждение достоверности (Promt: ратификация; ABBYY Lingvo: утверждение, подтверждение);

• Trueness – правильность (Promt: верность; ABBYY Lingvo: точность, подлинность);

• True value – истинное значение (Promt: истинная ценность; ABBYY Lingvo: истинная величина);

• Conventional true value – принятый метод измерения, аттестованное значение (Promt: обычная истинная ценность; ABBYY Lingvo: условный метод измерения);

• Reference material – материал сравнения, образец сравнивания (Promt: материал ссылки; ABBYY Lingvo: справочный материал);

• Certified reference material – аттестованный материал сравнения, стандартный образец (Promt: гарантированный материал ссылки; ABBYY Lingvo: проверенный, апробированный справочный материал);

• Calibration – градуировка (Promt: калибровка; ABBYY Lingvo: поверка);

• Error (of result) – погрешность (Promt: ошибка (результата); ABBYY Lingvo: ошибка, погрешность);

• Measurand – измеряемая величина (специально измеряемая величина) (Promt: не переводится; ABBYY Lingvo: измеряемая величина);

• Bias – смещение (Promt: уклон; ABBYY Lingvo: отклонение, смещение);

• Quality assurance – обеспечение качества (Promt: проверка качества; ABBYY Lingvo: поддержка качества, гарантия качества);

• **Proficiency testing** – профессиональное испытание (Promt: тестирование мастерства; ABBYY Lingvo: проверка квалификации);

• Comparative approach – сравнительный метод (Promt: сравнительный подход; ABBYY Lingvo: сравнительный метод).

## Определения:

• Accuracy – A quantity referring to the difference between the mean of a set of results or an individual result and the value which is accepted as the true or correct value for the quantity measured.

(*Promt*: **Точность** – количество, обращающееся к различию между скупым из ряда результатов или индивидуального результата и ценностью, которая принята как истинная или правильная ценность для измеренного количества.)

(*Google* переводчик: Точность – количество ссылаясь на разницу между средним набор результатов или индивидуальный результат и значение, которое будет принято как истинное или правильное значение измеряемой величины.)

• Правильность – величина, показывающая различие между средним из ряда результатов и индивидуальной величиной, которая принимается как истинная или правильная величина, измеренного количественного значения.

(Promt: **Correctness** – the size showing distinction between an average from a number of results and individual size which is accepted as the true or correct size, the measured quantitative value.)

(Google переводчик: **The correctness** of the value of showing the difference between the average of the number of results and individual value that is accepted as true or correct value of the measured quantitative values.)

• Accuracy – The closeness of agreement between a test result and the accepted reference value.

(Promt: Точность – близость соглашения между тестом заканчивается и принятая ценность ссылки.)

(Google переводчик: Точность – близость соглашения между результатами теста и принимаются исходного значения.)

**Точность** – степень близости результата измерений к принятому опорному значению. (Promt: Accuracy – degree of affinity of result of measurements to the accepted basic value.)

(Google переводчик: Accuracy is the degree of closeness of the results of measurements to the accepted reference value.)

• **Trueness** – The closeness of agreement between the average value obtained from a large series of test results and an accepted reference value.

(Promt: **Верность** – близость соглашения между средней ценностью, полученной из большого ряда теста, заканчивается и принятая ценность ссылки.)

(Google переводчик: Достоверность – близость соглашения между средним значением, полученным из большой серии результатов испытаний и принято исходного значения.)

**Правильность** – степень близости значения, полученного на основании большой серии результатов измерений ( или результатов измерений), к принятому опорному значению. (Promt: **Correctness** – degree of affinity of the value received on the basis of the big series of results of measurements (or results of measurements), to the accepted basic value.)

(Google переводчик: **Correctness** is the degree of closeness value determined on the basis of a large series of measurements (or measurements) to the adopted reference value.)

• **Precision** – The closeness of agreement between independent test results obtained under stipulated conditions.

(Promt: Точность – близость соглашения между независимыми испытательными результатами получена при предусмотренных условиях.) (Google переводчик: Точность – близость соглашения между независимыми результатов испытаний, полученных в оговоренных условиях.)

**Прецизионность** – Степень близости друг к другу независимых результатов измерений, полученных в конкретных регламентированных условиях.

(Promt: **pretsizionnost** – Affinity degree to each other independent results of the measurements received in concrete regulated conditions.)

(Google переводчик: **Precision** – The degree of proximity to one another independent measurement results obtained in specific regulated conditions.) [5].

Следует отметить, что метрология претерпевает изменения. Специфика нанотехнологий привела к развитию нового направления в метрологии — нанометрологии, и это отражается на быстром устаревании некоторых терминов и появлении новых. В то же время многие базовые термины, вошедшие в словарь, являются общепринятыми и вряд ли изменятся в ближайшем будущем. Представленная работа является попыткой создания функционального технического тезауруса в области метрологии электронных средств.

## Примеры:

✓ Нанометрология – *nanometrology* – наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности при исследовании нанообъектов.

✓ Нанометровый диапазон – *nanometer range* – диапазон линейных размеров от 1 нм до 100 нм.

✓ Нанометр – *nanometer* – дольная единица длины в Международной системе единиц, 1 нм =  $10^{-9}$ .

✓ Нанообъект – nano-object – материальный объект (естественный или созданный средствами нанотехнологий), имеющий, по крайней мере, по одному из измерений линейный размер от 1 нм до 100 нм.

✓ Наношкала, нанодиапазон – *nanoscale* – интервал линейных размеров приблизительно от 1 нм до 100 нм. Примечание: нижняя граница выбрана таким образом, чтобы в число нанообъектов не входили отдельные атомы или небольшие группы атомов.

✓ Наноразмер – *nanosize* – размер в диапазоне от 1 нм до 100 нм.

Неудобство поиска нужного варианта в разных источниках обусловило необходимость создания тезауруса в области метрологии электронных средств, включающего наиболее употребимые варианты перевода и облегчающего их выбор.

В представленном англо-русском тезаурусе содержаться около 200 слов и словосочетаний, однако является неполным, так как работа по его совершенствованию и дополнению непрерывно продолжается.

### Список литературы и источников

1. РМГ 29-99. Метрология. Основные термины и определения.

2. ГОСТ Р ИСО 9000-2008. Системы менеджмента качества. Основные положения и словарь

3. http://www.kapital-rus.ru/articles/article/176138/РИА "Стандарты и качество"

4. http://www.solarix.ru/for\_developers/docs/thesaurus.shtml

5. Кадис Р.Л., О терминах и понятиях «точность» и «правильность» (результатов) химического анализа // ЖАХ. – 2007. – Т. 62. – № 6. – С. 566–574.

6. Roget's Thesaurus V (0.59) / англ. http://www.thesaurus.com

7. Ковальчук М.В., Тодуа П.А., Нанотехнологии, метрология, стандартизация и сертификация в терминах и определениях: Мир материалов и технологий. – М.: ТЕХНО-СФЕРА, 2009. – 135 с.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИФРАКЦИОННЫХ СТРУКТУР С ЗАДАННОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ ДЛЯ ФАЗОВЫХ ОПТИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

В. А. Бахтина, А. И. Шабуров, Ю. В. Коловский, L. Кагроч<sup>\*</sup> (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 <sup>\*</sup>Xidex Corporation 8906 Wall St.,Austin TX 78754,USA e-mail: sl\_507@mail.ru

В работе приведены результаты моделирования дифракционных оптических структур, способных формировать заданное распределение интенсивности дифрагированного излучения по дифракционным порядкам. Представлены результаты расчета распределения интенсивности, кусочно-непрерывного и бинарного микрорельефа решетки с использованием широтно-импульсного преобразования.

Контроль формы поверхности различных технических конструкций является актуальным и приоритетным направлением в различных областях техники и производства. Универсальным средством для организации высокоточного контроля характеристик поверхностей различных конструкций являются стереофотограмметрические системы, способные определять параметры объекта (размеры, форму, пространственное положение) по стереопаре его фотоизображений. В настоящее время для засветки поверхности исследуемого объекта в составе таких систем применяется проекционное оборудование с использованием газоразрядных ламп. В данной работе предлагается использование в качестве элемента системы засветки поверхности дифракционных структур, способных обеспечить равномерное распределение интенсивности дифрагированного излучения по *n* порядкам дифракции. Дифракционная оптическая структура представляет собой дифракционную решетку с различной шириной штрихов.

Использование предлагаемых элементов в составе стереофотограмметрических систем в качестве элементов засветки поверхности позволит уменьшить массогабаритные показатели системы и снизить объем обрабатываемой информации и существенно повысить коэффициент полезного действия.

Математические выражения, используемые для расчета дифракционной структуры, приведены в [2]. Для проведения моделирования предполагается использование плоского фронта когерентного излучения, направленного перпендикулярно плоскости фазовой решетки. Вводимые обозначения: α – угол дифракции, λ – длина волны излучения, *u* – спектральная координата равная:

$$u = \sin \alpha / \lambda.$$
 (1)

Тогда интенсивность излучения, дифрагированного в направлении и, есть:

$$I(u) = |F(u)|^{2} \cdot |\sin(\pi N_{0}ud) / \sin(\pi ud)|^{2}, \qquad (2)$$

где  $N_0$  – число периодов фазовой дифракционной решетки; d – величина одного периода; F(u) – прямое преобразование Фурье от фазовой функции периода p(x):

$$F(u) = \int_{0}^{d} \exp(ip(x) - 2\pi i ux) dx \,.$$
(3)

Согласно [3] величина периода *d* равна:

$$d = \frac{\lambda}{\sin((N_0 - 1)tg\alpha)}.$$
(4)

Используя (5), можно рассчитать интенсивность излучения в главных максимумах дифракционной решетки (рис. 1). В данном случае расчет применен для формирования равномерного распределения интенсивности по пяти порядкам дифракции.

$$F(u) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} I(k) e^{-2\pi/N(j-1)(k-1)}, \qquad (5)$$

где k – элемент матрицы.



Рис. 1. Модель распределения интенсивности в пяти порядках дифракции

В литературе встречается описание трех основных типов изготовления микрорельефа оптических структур: кусочно-непрерывный, многоуровневый и бинарный. Максимальная эффективность работы элемента может быть достигнута с получением кусочнонепрерывного микрорельефа, но данный тип является технологически невоспроизводимым. Со значительными потерями в эффективности работы, но более реализуемым, с технологической точки зрения, является многоуровневый тип микрорельефа. Данная технология требует изготовления набора шаблонов, нескольких операций нанесения, литографии и травления. Самым технологически простым является бинарный профиль. Процесс изготовления такого элемента включает по одной операции нанесения, литографии и травления. Недостатком элемента, изготовленного таким способом, является пятидесятипроцентная потеря энергетической эффективности. Не смотря на данный недостаток использование бинарного оптического элемента, удовлетворяет предъявляемым системе требованиям.

Для перехода к формированию профиля бинарного микрорельефа необходимо сначала произвести расчет кусочно-непрерывного. Максимальная высота рельефа рассчитываемого элемента  $h_{\max}$  определяется выражением (6):

$$h_{\max} = \frac{\lambda}{N_0 - 1}.$$
 (6)

Вид кусочно-непрерывного микрорельефа, рассчитанного на один период фазовой дифракционной решетки, приведен на рис. 2. Водимые параметры для расчета:  $\lambda = 500$  нм, период решетки d = 500 нм,  $h_{\text{max}} = 2,02 \cdot 10^{-9}$  м. Длина элемента задана произвольно и равна величине периода решетки d.



Рис. 2. Профиль кусочно-непрерывного микрорельефа дифракционной решетки

Для приведения кусочно-непрерывного рельефа к бинарному виду было использовано широтно-импульсное преобразование [4]:

$$S(t) = \frac{h_{\max} \cdot \tau(t)}{T} + \sum_{k=1}^{nk} \left( \frac{2 \cdot h_{\max}}{\pi \cdot k} \cdot \sin(\frac{\pi \cdot k \cdot \tau(t)}{T}) \cdot \cos(\frac{2 \cdot \pi \cdot k \cdot t}{T}) \right), \tag{7}$$

где T – период импульсов; t – количество элементов матрицы кусочно-непрерывного рельефа; nk – величина периода;  $\tau(t)$  – функция изменения длительности импульсов от времени.

Бинарный профиль микрорельефа на один период, полученный с использованием преобразования (7), представлен на рис. 3.

На рис. 4 приведен спектр кусочно-непрерывного и бинарного микрорельефов.

Преобразование кусочно-непрерывного профиля рельефа к бинарному виду снижает энергетическую эффективность дифракционного элемента на 60 %. Результирующая энергетическая эффективность дифракционной структуры составляет порядка 10 %. Использование предложенных элементов в качестве элемента системы светомаскировки повышает эффективность засветки в два раза относительно систем светомаскировки с использованием газоразрядных ламп.



Рис. 3. Профиль бинарного микрорельефа дифракционной решетки



Рис. 4. Спектр кусочно-непрерывного и бинарного микрорельефов

В результате работы получены следующие результаты:

1. Предложен метод расчета оптических структур, формирующих заданное распределение интенсивности в выходной плоскости;

2. Произведено моделирование равномерного распределения дифрагированного излучения для пяти порядков дифракции;

3. Описан метод приведения кусочно-непрерывного профиля микрорельефа к бинарному виду и оценена эффективность предложенного метода.

## Список литературы

1. В.А. Бахтина, Ю. В. Коловский, А. И. Шабуров. Исследование возможности применения нейросетевого метода для определения координат источника излучения по дифракционным картинам в стереофотограмметрической системе. Современные проблемы радиоэлектроники. сб. науч. тр. / ред.: А. И. Громыко, А. В. Сарафанов. – Красноярск: ИПК, СФУ, 2010.

2. Фазовые оптические элементы с произвольной заданной диаграммой направленности / А. А. Азаров, И. Д. Багбая, А. Е. Березный, И. Н. Сисакян, В. А. Сойфер // Компьютерная оптика. – 1987. – Вып. 1. – С. 116–128.

3. Дифракционная компьютерная оптика / под ред. В.А. Сойфера. – М.: Физмалит, 2007.

4. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. – СПб.: Питер, 2002.

## **RTL МОДЕЛЬ БЛОКА УПРАВЛЕНИЯ ПАМЯТЬЮ**

Д. Е. Горбунов, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет 394026 Воронеж, Московский проспект, 14 E-mail: xkeen@yandex.ru micronano1441@yandex.ru

Разработана RTL модель блока управления памятью микроконтроллера, реализующая механизм доступа ядра микроконтроллера одновременно к двум соседним адресуемым ячейкам памяти. Использован язык описания аппаратуры цифровых систем VHDL.

#### Постановка задачи

Общепринятым путем повышения быстродействия сегодня является повышение рабочей частоты. Ограничивающими факторами являются особенности используемой кремниевой технологии. Вместе с тем, повышение быстродействия можно достичь, уменьшив число тактов на инструкцию. Примером такого решения может служить способ организации памяти RISC микроконтроллеров, изложенный в [1]. Для апробации предложенной идеи необходимо разработать модель блока управления. Так как для использования данного метода необходимы некоторые изменения, касающиеся микропроцессорного ядра, непосредственно работающего с памятью, требуется создание его модифицированной тестовой модели с учётом соответствующих изменений. Моделирование работы блока управления памятью целесообразно провести в составе микроконтроллера.

## Реализация блока управления памятью

Для разработки RTL модели блока управления памятью на языке описания аппаратуры цифровых систем VHDL [2] микроконтроллера использовалась программа ModelSim. Один из возможных вариантов реализации блока управления оперативной памятью приведен в листинге 2. Кроме "обычных" для блока оперативной памяти сигналов адреса, чтения (ramre), записи (ramwe), активации (ramen), входной (dbusin) и выходной (DMEMOUT) шин данных введены дополнительные сигналы управления, формируемые ядром: ramword-сигнал двухбайтного доступа и down\_up-сигнал направления адресации для двухбайтных операций работы со стеком.

Модель описывает блок оперативной памяти объемом 64Кх8 и использует 2 одинаковых блока памяти 32Кх8 (листинг 1).

Блок управления функционирует следующим образом: если производится работа в однобайтном режиме, то разряды входной и выходной шин данных с 8 по 15 игнорируются, обращение происходит к одному из блоков памяти, определяемым младшим разрядом шины адреса. В случае двухбайтного доступа адрес для каждого из блоков памяти формируется в зависимости от младшего разряда шины адреса и сигнала направления down\_up. Если в двухбайтном режиме адресуется четная ячейка памяти, адрес для блока памяти RAM0 всегда соответствует разрядам с 15 по 1 входной шины адреса. Для блока памяти RAM1, в случае доступа с прямым направлением (down up=1), адрес соответствует разрядам с 15 по 1 входной шины адреса. В режиме обратного направления доступа (down\_up=0) адрес для блока RAM1 на 1 меньше, чем поступающий с разрядов 15 - 1 входной шины адреса. Если в двухбайтном режиме адресуется нечетная ячейка памяти, адрес для блока памяти RAM1 всегда соответствует разрядам с 15 по 1 входной шины адреса. Для блока памяти RAM0, в случае доступа с прямым направлением (down\_up=1), адрес для блока RAM0 на 1 больше, чем поступающий с разрядов 15 - 1 входной шины адреса. В режиме обратного направления доступа (down\_up=0) адрес соответствует разрядам с 15 по 1 входной шины адреса. В режиме обратного направления доступа (down\_up=0) адрес соответствует разрядам с 15 по 1 входной шины адреса.

Описание блока оперативной памяти с блоком управления приведено в листинге 2.

Листинг 1. Описание блока оперативной памяти объемом 32кБ

```
library IEEE;
use IEEE.STD LOGIC 1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD LOGIC UNSIGNED.ALL;
entity Ram32Kx8 is
port(
   clk : IN std_logic;
   ce : IN std logic;
   address : IN std logic vector(14 downto 0);
   din : IN std logic vector(7 downto 0);
   we : IN std logic;
   re : IN std logic;
   dout : OUT std logic vector(7 downto 0)
   );
end Ram32Kx8;
architecture rtl of Ram32Kx8 is
type RAMFileType is array(32767 downto 0) of std logic vector(7 downto 0);
signal RAMFile : RAMFileType := (others \Rightarrow x"FF");
begin
DataWrite:process(clk)
begin
if clk='1' and clk'event then
if (we and ce) ='1' then
 RAMFile(CONV INTEGER(address(address'left downto 0))) <= din(7 downto 0);
end if:
end if;
end process;
dout <= RAMFile(CONV INTEGER(address(address'left downto 0))) when (re and ce) ='1' else
(others => 'Z');
end rtl;
type DMEM type in is
 record
   ramadr : std logic vector (15 downto 0);
   ramre : std logic;
```

ramwe : std\_logic; ramword : std\_logic; down\_up : std\_logic; ramen : std\_logic; dbusin : std\_logic\_vector (15 downto 0); end record;

Листинг 2 Описание блока оперативной памяти 64Кх8 с блоком управления

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD LOGIC ARITH.ALL;
use IEEE.STD LOGIC UNSIGNED.ALL;
entity RAM Control is
port(
  clk : in std logic;
  DBUS in : in DMEM type in;
  DMEMOUT : out std logic vector(15 downto 0)
  );
end RAM Control;
architecture rtl of RAM Control is
 COMPONENT Ram32Kx8
 PORT(
   clk : IN std logic;
   ce : IN std logic;
   address : IN std logic vector(14 downto 0);
   din : IN std logic vector(7 downto 0);
   we : IN std logic;
   re : IN std logic;
   dout : OUT std logic vector(7 downto 0)
   );
 END COMPONENT;
```

signal adr:std\_logic\_vector(DBUS\_in.ramadr'range);

```
signal addr_RAM0:std_logic_vector(DBUS_in.ramadr'left-1 downto 0);
signal addr_RAM1:std_logic_vector(DBUS_in.ramadr'left-1 downto 0);
signal din_RAM0:std_logic_vector(7 downto 0);
signal dout_RAM1:std_logic_vector(7 downto 0);
signal dout_RAM1:std_logic_vector(7 downto 0);
signal dout_RAM1:std_logic_vector(7 downto 0);
signal we0: std_logic;
signal we1: std_logic;
```

begin

RAM0: Ram32Kx8 PORT MAP( clk => clk, ce => DBUS\_in.ramen,

```
address => addr RAM0,
 din \Rightarrow din RAM0,
 dout => dout RAM0,
 re => DBUS in.ramre,
 we \Rightarrow we0
);
RAM1: Ram32Kx8 PORT MAP(
 clk => clk,
 ce => DBUS in.ramen,
 address => addr RAM1,
 din => din RAM1,
 dout => dout RAM1,
re => DBUS in.ramre,
 we \Rightarrow we1
):
we0 <= DBUS in.ramwe and (DBUS in.ramword or not adr(0));
we1 <= DBUS in.ramwe and (DBUS in.ramword or adr(0));
adr \leq DBUS in.ramadr when DBUS in.ramen = '1' else (others => '1');
addr RAM0 \leq adr(adr'left downto 1) when ((not adr(0)) and (DBUS in.ramwe or
DBUS in.ramre))='1' else
       adr(adr'left downto 1)+1 when (adr(0)and (DBUS in.ramwe or DBUS in.ramre) and
DBUS in.ramword and DBUS in.down up)='1' else
       adr(adr'left downto 1) when (adr(0) and (DBUS in.ramwe or DBUS in.ramre) and
DBUS in.ramword and (not DBUS in.down up))='1' else
       adr(adr'left downto 1);
din RAM0 \leq DBUS in.dbusin(7 downto 0) when adr(0)='0' else
      DBUS in.dbusin(15 downto 8);
addr RAM1<= adr(adr'left downto 1) when (adr(0)and (DBUS in.ramwe or
DBUS in.ramre))='1' else
      adr(adr'left downto 1) when ((not adr(0)) and (DBUS in.ramwe or DBUS in.ramre) and
DBUS in.ramword and DBUS in.down up)='1' else
      adr(adr'left downto 1)-1 when ((not adr(0))and (DBUS in.ramwe or DBUS in.ramre)
and DBUS in.ramword and (not DBUS in.down up))='1' else
      adr(adr'left downto 1);
din RAM1 \leq DBUS in.dbusin(7 downto 0) when adr(0)='1' else
      DBUS in.dbusin(15 downto 8);
DMEMOUT <= (others => '1') when DBUS in.ramen ='0' else
     dout RAM1&dout RAM0 when adr(0)=0' else
     dout RAM0&dout RAM1;
end rtl;
```

Фрагменты результатов моделирования приведены на рис. 1 и 2.

Рис. 1 иллюстрирует входные сигналы блока управления памятью, поступающие от ядра микроконтроллера. Рис. 2 показывает фрагмент работы программы, в котором осу-

ществляется вызов подпрограммы (сигнал idc\_rcall) за 1 такт. Инструкция вызова подпрограммы расположена по адресу h34. Переход осуществляется на адрес hEC. Ниже показаны прямой и дополнительный выходы памяти программ. Можно заметить, что в тех инструкциях, длина которых составляет 1 слово (изменение программного счетчика происходит с интервалом 1), на дополнительном выходе памяти программ (inst\_dop) присутствует код следующей инструкции, переходящий в следующем такте на основной выход (inst). Во время выполнения инструкций длиной 2 слова на дополнительном выходе присутствуют данные, доступные ядру уже в этом такте (адреса программного счетчика hEE, hF0, hF2 и др.), в микроконтроллерах традиционной архитектуры для доступа к ним ядру понадобится еще один такт.



Рис. 1. Окно результатов моделирования блока управления оперативной памятью в составе микроконтроллера

| ng wave - default  |                |  |                         |                           |                              |                            |                                     |                        |                          |                            |                  |                  |                            |                              |                              |                    |                          |                           |                              |                      |
|--|----------------|--|-------------------------|---------------------------|------------------------------|----------------------------|-------------------------------------|------------------------|--------------------------|----------------------------|------------------|------------------|----------------------------|------------------------------|------------------------------|--------------------|--------------------------|---------------------------|------------------------------|----------------------|
|  |                |  |                         |                           |                              |                            |                                     |                        |                          |                            |                  |                  |                            |                              |                              |                    |                          |                           |                              |                      |
| ■ 🖻 🖶 🖶 🐇 🐂 🛍 ⊇ 🗋   A  | 1921 °S 🛛 🕷    | 2 9 L                                  | ž 🚹                     |                           |                              | 100 ps                     | 88                                  |                        | 9.0,                     | <u>,</u>                   | 1.1              | é î≞ ≥           |                            | F,                           | <b>;</b> K                   | ₹- ′″€             | ्                        | ଚ୍ଚ୍                      | 2                            | K                    |
| /.test_all_vhd/uut/break         0           /.test_all_vhd/uut/vigIreset         0           IS-//.test_all_vhd/uut/vigIreset         000000           IS-//.test_all_vhd/uut/vigIreset         000000           /.test_all_vhd/uut/vigIreset         0           /.test_all_vhd/uut/vigIreset         0           /.test_all_vhd/uut/vigIreset         0           /.test_all_vhd/uut/coccode_cott         0           /.test_all_vhd/uut/coccode_cott         0   |                | 00000000000000000000000000000000000000 | 000<br>000<br>          | 1                         |                              |                            |                                     |                        |                          |                            |                  |                  |                            |                              | 1                            | 1                  | Λ                        |                           |                              | _ Z<br>= <br>= <br>= |
| /test_all_vhd/uut/core/idc_rcall     0     /test_all_vhd/uut/pbus_in     {0 0 001    ipm     0    spm     0  | 0EC 0000 0E1 3 | 00)(0001                               | )({0 0 FF               | )(0 0 00.                 | <u>)(0 0 00</u> .            | )((0 0 00.                 | ) <u>((0 0 00.</u>                  | <u>){(0 0 00</u>       | )((0 0 00                | ){{0 0 00                  | )((0 0 00.       | )((0 0 00        | )){{0 0 00                 | .)(0 0 00                    | <u>) (1 0 0</u> -            | <u>)({0 0 00</u> . | .)(0 0 00                | ) <b>((</b> 0 0 01        | )({0 0 0                     | =  <sup> </sup>      |
| .pc     00EC     .a     0000     .z     0E16   |                | 0114 <u>X0116</u><br>0000<br>0E16      | )(FFFF                  | <u>)</u> 0000             | <u>(</u> 0030                | )(0031                     | <u>)</u> 0032                       | <u>)</u> 0033          | ),0034                   | XOOEC                      | ),00ED<br>),0316 | )(OOEE<br>)(0304 | <u>X</u> 00F0              | )(00F2                       | )(0182<br>)(0305             | <u>(</u> 00F3      | )(OOFE                   | <u>X</u> 0100             | <b>)</b> 0102                |                      |
| Arest_all_vhd/uut/pbus_out     (E0F3 E     (E0F3     (E0F3 | E0E4000} {     | 91A)(9508.<br>91AO (9508<br>)309 (2F6B | (FFFF<br>)(FFFF<br>CO2F | )(C02F<br>)C02F<br>)(FFFF | . )(EF9F<br>)(EF9F<br>)(BF9D | [(BF9D.<br>)(BF9D<br>[E190 | . <b>I</b> {E190.<br>)E190<br>IBF9E | I{BF9E<br>BF9E<br>D0B7 | ){D0B7<br>)D0B7<br>)E0B4 | )(EOF3<br>)(EOF3<br>)(EOE4 |                  |                  | )(93E0<br>)(93E0<br>)(0301 | .)(9145.)<br>)9145<br>)(D00A | . )(1300<br>)(1300<br>)(1206 |                    | 1(93B0<br>193B0<br>10308 | )(93A0<br>)93A0<br>)(0309 | )((EOB3.<br>)(EOB3<br>)(EQAA |                      |
| Crowait     Couvait     Couvait    | 0010010(7      | 11100100                               | 010010                  | 0001FF                    | FFFFFFF                      | }                          |                                     |                        |                          |                            |                  |                  |                            |                              |                              |                    |                          |                           |                              | _                    |
| G-         /test_all_vhd/uut/spip_in         {0.00}           G-         /test_all_vhd/uut/spip_in1         {U ≫>}           G-         /test_all_vhd/uut/spip_out         {00}  |                | 0 00}<br>U XX}<br>00}                  |                         |                           |                              |                            |                                     |                        |                          |                            |                  |                  |                            |                              |                              |                    |                          |                           |                              | =                    |
| B         /test_all_vhd/uut/spip_out1         (∞)           B         /test_all_vhd/uut/itan_in         (1.0.0.0           Now         30000   | n} 7           | 287                                    | 740000000               |                           |                              |                            |                                     | 2                      | 8760000                  |                            |                  |                  |                            |                              | 287800                       | 00000              |                          |                           |                              | Ē                    |
| Cursor 1 28764   | 64451799 ps    |  |                         |                           |                              |                            |                                     |                        |                          | 2876445                    | 51799 ps         |                  |                            |                              |                              |                    |                          |                           | <b>r_</b> [                  | 3                    |

Рис. 2. Окно результатов моделирования. Выделены инструкция вызова подпрограммы, программный счетчик, выходы памяти программ (инструкции) основной и дополнительный

#### Заключение

Впервые разработана модель блока управления памятью, реализующая механизм доступа ядра микроконтроллера одновременно к двум соседним адресуемым ячейкам памяти. Моделирование работы блока управления памятью проведено в составе микроконтроллера. Результаты моделирования полностью подтверждают заложенные принципы повышения быстродействия блока управления памятью путём реализации увеличения показателя числа тактов на инструкцию. Реализована модифицированная тестовая модель микропроцессорного ядра, непосредственно работающего с памятью.

### Список литературы

1. Горбунов Д.Е. Способ организации памяти RISC микроконтроллеров // Вестник ВГТУ. – Т. 6. – № 3. – 2011.

2. Язык описания аппаратуры цифровых систем – VHDL. ГОСТ Р 50754-95.

## ПОЛУЧЕНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРЫ ТОЛСТЫХ ПОРИСТЫХ СЛОЕВ НА р-SI ПРИ ДЛИТЕЛЬНОМ АНОДНОМ ТРАВЛЕНИИ С ВНУТРЕННИМ ИСТОЧНИКОМ ТОКА

Д. А. Жарников, Е. А. Ляйком, В. А. Юзова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: yuzovav@yandex.ru

Показана возможность получения толстых пористых слоев электролитическим способом без применения внешнего источника тока в растворах изопропилового спирта и плавиковой кислоты, как с добавками перекиси водорода, так и без нее. Исследована структура полученных пористых слоев и морфология пор.

#### Введение

В последнее время внимание исследователей материалов микроэлектроники и микросистемной техники привлечено к кремниевым нанокристаллическим и пористым структурам, обладающим уникальными физико-химическими свойствами, существенно отличающимися от свойств монокристаллического кремния. Высокая адсорбционная поверхность пористого кремния (ПК) позволяет использовать его в био- и химических микроэлектронных сенсорах [1, 2]. Наблюдаемые фото- и электролюминесценции нанокристаллического кремния в видимом диапазоне спектра при комнатной температуре находят применение в оптоэлектронике [3, 4]. Привлекательность разработки указанных устройств обусловлена тем, что их можно изготавливать на единой кремниевой подложке по хорошо отработанным в микроэлектронике кремниевым технологиям.

Наиболее известным и часто применяемым способом приготовления пористого и нанокристаллического кремния является электролитический [5]. Суть этого метода заключается в электрохимической обработке поверхности пластин исходного монокристаллического кремния в растворах плавиковой кислоты. Используются водный, водноспиртовый, спиртовый (этиловый, изопропиловый) электролиты как с окислителями, так и без них. В качестве анода служит кремниевая пластина, а контрэлектродом являются спирали, проволоки, сетки или пластины, выполненные из химически инертных в растворах плавиковой кислоты материалов. Чаще других используются платина, реже серебро. Нами в качестве контрэлектродов были предложены пластины из никеля [6] и угольные пластины [7]. Впоследствии никелевый контрэлектрод был применен и другими исследователями, например в [8]. Известен также «химический» или «коррозионный» способ получения ПК [5]. Способ заключается в саморастворении кремния в выше упомянутых электролитах, но обязательно в присутствии окислителей, без приложения внешнего напряжения.

В основе этих способов лежат одни и те же физико-химические процессы. В случае электролиза с внешним источником тока уход положительных зарядов из кристалла в электролит компенсируется поступлением зарядов в объемный кремний из контакта на тыльной стороне кремния. В результате обеспечивается сколь угодно длительное растворение кремния. В случае «химического» травления к тому же результату приводит захват электронов из полупроводника находящимся в электролитном растворе окислителем. По сообщению авторов [9] данный захват будет происходить до тех пор, пока сохраняются открытые участки соприкосновения окислительного электролита с монокристаллическим кремнием.

Авторы этой же работы [9] предложили иной способ формирования ПК. Суть этого способа заключается в использовании в качестве источника тока разности потенциалов, которая всегда возникает между двумя разнородными электропроводящими материалами, погруженными в раствор электролита, подобно тому, как это происходит в гальванических элементах. Они показали возможность получения пористого слоя, как в вырожденном, так и невырожденном кремнии (100) п- и р-типа проводимости в водно-спиртовых растворах плавиковой кислоты только в присутствии перекиси водорода и только с использованием платинового контрэлектрода. В этой работе толстые пористые слои (30 um за 80 min) были получены только для образцов высоколегированного  $p^+$  – ремния ( $\rho = 0,01 \ \Omega \cdot cm$ ). На низколегированном кремнии п- и р-типов толщина ПК не превысила 5 um. Ток короткого замыкания в зависимости от удельного сопротивления исходного кремния колебался от 0,6 до 1,1 mA/cm<sup>2</sup>.

В более поздней работе [8] были подобраны электролиты с перекисью водорода для формирования пористого слоя на пластинах высоколегированного p-Si (100) с использованием никелевого контрэлектрода, позволяющие достичь плотности тока короткого замыкания значительно больших значений (от 1,7 до 3,0 mA/cm<sup>2</sup>). Однако, и в этом случае толщина пористого слоя, получаемого в течение 240 min, составила 3 um. Такая незначительная величина толщин пористого слоя резко ограничивает области использования ПК.

Настоящая работа посвящена практической реализации и исследованию метода получения толстых слоев ПК на низколегированном кремнии за счет внутреннего источника тока без приложения внешнего напряжения.

#### 1. Эксперимент

В качестве исходного кремния были выбраны полированные с двух сторон пластины монокристаллического p-Si (100) с удельным сопротивлением 10  $\Omega$ ·ст (невырожденный кремний). Технологический процесс получения слоев ПК осуществлялся в электролитической ячейке, представленной на рис. 1. Электроды замыкались через миллиамперметр. Перед замыканием измерялось напряжение U<sub>0</sub> на разомкнутых контактах электролитической ячейки (эдс). Затем включался источник освещения, и измерялась величина фотоэдс (U<sub>Ф</sub>). Далее электроды замыкались, и измерялся фототок короткого замыкания (I<sub>ФК</sub>) в течение всего процесса травления.

Использовались три типа электролитов: № 1 – смесь воды и плавиковой кислоты (HF, 48 %) в соотношении 1 : 1; № 2 – раствор изопропилового спирта в концентрированной плавиковой кислоте, приготовленный в соотношении 1 : 1; № 3 – смесь изопропилового спирта и плавиковой кислоты (HF, 48 %) в соотношении 1 : 1 с добавкой перекиси водорода концентрации 1М. Контрэлектродом служила никелевая пластина, размеры которой позволяли обеспечивать равномерность электрического поля между электродами. Процесс начинался при токах короткого замыкания, равных 2,6; 1,8; 3,4 mA/cm<sup>2</sup> в соот-

ветствующих электролитах. Далее во всех случаях величина тока с течением времени экспоненциально уменьшалась. Освещение тыльной стороны образца производилось лампой накаливания мощностью 60 W с расстояния 20 ст. Интенсивность освещения образцов была достаточной для насыщения по фотоэдс. Структура полученных слоев исследовалась на оптическом микроскопе МИИ-4 и растровом электронном микроскопе ТМ–1000. Толщина пористых слоев измерялась с помощью интерференционного микроскопа.



Рис. 1. Схема реализации технологического процесса получения слоев ПК: 1 – фторопластовые стенки; 2 – прозрачное окно; 3 – электролит; 4 – кремниевый образец; 5 – металлический контакт; 6 – никелевый контрэлектрод

#### 2. Результаты и их обсуждение

Следует отметить, что для всех типов электролитов величина напряжения  $U_0$  была больше величины фотоэдс  $U_{\Phi}$  (табл. 1).

Таблица 1

| Электролит | ЭДС (U <sub>0</sub> ), mB | ФЭДС (U <sub>Ф</sub> ), mB |
|------------|---------------------------|----------------------------|
| Nº 1       | 850                       | 698                        |
| Nº 2       | 803                       | 706                        |
| Nº 3       | 952                       | 778                        |

Величины эдс и фэдс в электролитах

Такое поведение для невырожденного кремния р-типа вполне закономерно и связано с изменением характера поверхностных состояний в контакте с раствором плавиковой кислоты [9]. Однако структуры полученных при освещении пористых слоев кардинально отличались. При использовании электролита № 1 пористая структура формировалась лишь в отдельных местах поверхности кремниевого образца. В этих местах на сколах (рис. 2) фиксировались неглубокие поры округлой формы.

Структура (рис. 3, *a*, *б*) и морфология (рис. 4, *a*, *б*) пор, полученных в спиртовых растворах плавиковой кислоты, в принципе одинакова. На концах поры сужаются, что характерно для уменьшения плотности тока в процессе их формирования. Центральные поры имеют боковые ответвления меньшего размера, что также характерно для электролитического травления кремния (100). Но пористые слои отличаются глубиной и диаметром пор. В электролите с добавкой окислителя (электролит № 3) глубина пор составляла в среднем 50–58 um, а в электролите № 2 – всего 20–25 um.



Рис. 2. Микрофотография скола пористого слоя, полученного в электролите № 1



Рис. 3. Общий вид сколов пористых слоев, полученных в электролитах: *а* − № 2; *б* − № 3



Рис. 4. Морфология пор, полученных в электролитах: a - N 2;  $\delta - N 3$ 

Планарные электронно-микроскопические исследования (рис. 5) демонстрируют следующие размеры диаметров пор: в электролите  $N \ge 2 - 3,8$  um; в электролите  $N \ge 3 - 5,5$  um. Образование пор по «химическому» механизму было проверено путем помещения образцов во все три электролита на 60 min без замыкания электрической цепи. Ни в одном из экспериментов образование ПК обнаружено не было.

### Заключение

Технически реализован недавно появившийся простой электролитический способ получения ПК без внешнего источника тока. Толстые (десятки um) пористые слои формировались только за счет электродной разности потенциалов электролитической ячейки.



Рис. 5. Поверхности пористых слоев, полученные в электролитах:  $a - N_2$ ;  $\delta - N_2$  3

Исследована пористая структура и морфология пор. Впервые представлены микрофотографии сколов пористых слоев, полученных на низколегированном кремнии (100) ртипа в спиртовых растворах плавиковой кислоты, как без окислителя, так и с добавкой перекиси водорода 1М концентрации, играющей роль окислителя. Показана возможность получения пористых слоев таким способом в спиртовых электролитах и без добавления перекиси водорода, так как изопропиловый спирт является окислителем.

Авторы благодарят за получение РЭМ микрофотографий инженера СФУ Кожурина А.Н.

Работа выполнена при частичной поддержке темы № П6 и программы развития ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет».

### Список литературы

1. Тутов Е.А., Андрюков А.Ю., Рябцев С.В. // Письма в ЖТФ. – 2000. – Т. 26. – Вып. 17. – С. 53–58.

2. Болотов В.В., Корусенко П.М., Несов С.Н., Поворознюк С.Н., Росликов В.Е., Кордюкова Е.А., Стенькин Ю.А., Шелягин Р.В., Князев Е.В., Канн В.Е., Пономарева И.В. // ФТП. – 2011. – Т. 45. – Вып. 5. – С. 702–707.

3. Skryshevsky V.A., Laugier A. // Thin Solid Films. - 1999. - V. 346. - P. 261.

4. Skryshevsky V.A. // Thin Solid Films. - 2000. - V. 368. - P. 125.

5. Gullis G., Canham L.T., Calcott P.D.J. // J. Appl. Phys. - 1997. - Вып. 82. - Р. 909.

6. Черемных А.П., Фоменко Н.А., Юзова В.А. Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / под ред. А.В. Сарафанова. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2003. – С. 346–349.

7.Угрюмов А.В., Черемных А.П., Юзова В.А. Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / под ред. А.И. Громыко, А.В. Сарафанова. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2004. – С. 176–178.

8. Тыныштыкбаев К.Б., Рябикин Ю.А., Токмолдин С.Ж. и др. // Письма в ЖТФ. – 2010. – Т. 36. – Вып. 11. – С. 104–110.

9. Горячев Д.Н., Беляков Л.В., Сресели О.М. // ФТП. – 2003. – Т. 37. – Вып. 4. – С. 494–498.

## ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ КАЛИБРОВКИ ФОТОГРАММЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПРИ ПОМОЩИ НЕЙРОСЕТЕВОГО АНАЛИЗА ПОГРЕШНОСТЕЙ

Д. В. Иванов, М. Ю. Иванова, Ю. В. Коловский (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: maddmr@yandex.ru

Рассмотрен новый способ калибровки стереофотограмметрчиеской системы, основанный на выделении систематической погрешности триангуляции системы, нейросетевом анализе данной погрешности с привязкой к пространственным координатам контролируемой точки относительно камер, и коррекции статической характеристики системы на основе произведенного анализа.

Особое место среди координатно-измерительных систем играют стереофотограмметрические системы. Основные преимущества таких систем над аналогами, заключаются в их высоком быстродействии, высокой точности, простоте реализации и масштабируемости, универсальности. Данный способ контроля является бесконтактным, что обусловливает минимальное влияние средства контроля на предмет контроля.

Системы ближней фотограмметрии способны обеспечивать сочетание высокого быстродействия с высокой точностью измерений, однако, для достижения высокой точности измерений необходимо использовать специальную фотоаппаратуру, с объективами, имеющими слабую дисторсию, либо усложнять методику расчета, используя боле сложные модели для учета дисторсии. Использование сложный моделей, принуждает к сложной многопараметрической оптимизации, и, как результат, нам либо необходимы высокие вычислительные ресурсы, либо необходимо упрощение используемой в расчетах модели, вследствие чего падает точность контроля.

Разработка методов и средств фотограмметрии, для увеличения точности калибровки фотокамер с сильной дисторсией, позволит в дальнейшем снизить влияние фотограмметрической дисторсии на точность контроля формы, а применение нейронной сети в качестве модели, описывающей систематическую модель триангуляции системы, позволит значительно увеличить быстродействие системы. Гибкость нейросетевой модели, позволяет учитывать особенности в изменении параметров фотограмметрической дисторсии при изменении фокусного расстояния объектива, что недоступно большинству известных в настоящее время моделей камер [1].

Для решения задачи калибровки стереофотограмметрической системы, состоящей из двух камер, фокусные расстояния которых не постоянны вследствие особенностей их конструкции, воспользуемся выражениями эпиполярной геометрии [1, 2].

Первым шагом нашего алгоритма будет создание модели фотограмметрической дисторсии, с учетом изменения фокусного расстояния камеры, на основе нейронной сети. Обучение нейросети будет происходить на основе учебника, входными параметрами которой будут исходные координаты изображений точек на снимке, а выходными координаты изображений скорректированные с учетом дисторсии. Для того, что бы нейросетевая модель учитывала изменение параметров дисторсии при изменении фокусного расстояния, во входные параметры также добавляется значение фокусного расстояния для текущего снимка.

Для создания учебника воспользуемся точечной моделью камеры [2]:

$$u - u_{0} = -C_{u} \left[ \frac{m_{11}(x - x_{c}) + m_{12}(y - y_{c}) + m_{13}(z - z_{c})}{m_{31}(x - x_{c}) + m_{32}(y - y_{c}) + m_{33}(z - z_{c})} \right]$$

$$v - v_{0} = -C_{v} \left[ \frac{m_{21}(x - x_{c}) + m_{22}(y - y_{c}) + m_{23}(z - z_{c})}{m_{31}(x - x_{c}) + m_{32}(y - y_{c}) + m_{33}(z - z_{c})} \right].$$
(1)

где *u*, *v* – координаты точек на изображении; *x*, *y*, *z* – координаты точек в пространстве, параметры внутреннего ориентирования камеры:  $u_0$ ,  $v_0$  – координаты центральной точки,  $C_u = f / \lambda_u$  и  $C_v = f / \lambda_v$  коэффициенты отношения эффективного фокусного расстояния f к горизонтальному и вертикальному масштабным коэффициентам  $\lambda_u$  и  $\lambda_v$ ; параметры внешнего ориентирования камеры:  $x_c$ ,  $y_c$ ,  $z_c$  – координаты центра проекции камеры,  $m_{ij}$  – коэффициенты матрицы поворота камеры.

Используется тестовый объект, координаты маркированных точек поверхности которого определенны заранее (рис. 1). Объект размещается неподвижно вертикально, так что бы горизонтальные линии, образуемые маркерами, оставались горизонтальны. Фотоаппарат размещается горизонтально, так что бы оптическая ось объектива совпадала с нормалью к поверхности тестового объекта и проходила через его геометрический центр. Расстояние между объективом фотоаппарата и тестовым объектом замеряется доступным бесконтактным средством измерения. Далее, изменяя фокусное расстояние камеры, проводим фотографирование тестового объекта.



Рис. 1. Тестовый объект, используемый для калибровки и оценки точности системы

Для определения фокусного расстояния, составляется система из уравнений (1), для каждого изображения маркера, для разных снимков отдельно. Далее, используя выражение (1), находим координаты изображений маркеров без дисторсии и формируем учебник. Подробнее, методика расчета координат изображений без дисторсии, рассмотрена в [4], но в том случае мы калибровали камеры с постоянным фокусным расстоянием, однако метод описанный там, подходит и для данного случая, меняется лишь алгоритм фотографирования, и в таблице входных значений учебника добавляется столбец со значениями фокусных расстояний объектива камеры для каждого примера. Такая калибровка, позволит, после исправления дисторсии в координатах изображений маркеров, использовать точечную модель камеры (1) для определения параметров ориентирования камер и реконструкции сцены, без внесения в выражения (1) дополнительных выражений, описывающих модель дисторсии камер. При проведении измерения и реконструкции измеряемого объекта, проведем калибровку стереопары в две стадии, используя фундаментальную матрицу, по 8-ми точечному алгоритму [3]. В первой стадии, определяются параметры взаимного ориентирования и фокусные расстояния камер, без учета фотограмметрической дисторсии. Во второй стадии, скорректировав дисторсию для каждой камеры, с учетом определенного фокусного расстояния, уточняем параметры взаимного ориентирования и фокусные расстояния.

Координаты изображений точек, общих для двух снимков взаимосвязаны через матрицу *F* следующим соотношением [2]:

$$p^{T} F p' = 0 . (2)$$

Соотношение (2) называется соотношением Лонгета-Хиггинса, а матрица F – в случае откалиброванных камер называется *существенной* матрицей, и в случае если камеры не откалиброваны, называется *фундаментальной* матрицей. Вектора  $p = (u, v, 1)^T$  и  $p' = (u', v', 1)^T$  описывают координаты изображений точек на первом и втором снимках соответственно, в однородных координатах. Отметим что соотношение (2) линейно по девяти коэффициентам фундаментальной матрицы F.

$$(u, v, 1) \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & F_{13} \\ F_{21} & F_{22} & F_{23} \\ F_{31} & F_{32} & F_{33} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u' \\ v' \\ 1 \end{pmatrix} = 0.$$
(3)

Поскольку данное уравнение однородно по коэффициентам  $F_{ij}$ , можно положить, что  $F_{33} = 1$  и использовать восемь точечных соответствий  $p_i \Leftrightarrow p'_i$  (i = 1...8) для записи соответствующих экземпляров уравнений (3) в виде системы 8х8 неоднородных линейных уравнений. Использование этой системы для определения фундаментальной матрицы и называется восьмиточечным алгоритмом. Если доступно более 8-ми соответствий точек, матрицу *F* можно рассчитать, минимизировав (по схеме наименьших квадратов) величину

$$\sum_{i=1}^{n} (p_{i}^{T} F p'_{i})^{2}$$
(4)

по коэффициентам F, считая что вектор, сформированный этими коэффициентами имеет единичную форму [1]. Координаты изображений на снимках u, v и u',v' используемые в выражении (3) нормализованы с учетом масштаба, определяемого масштабным коэффициентом камер [3].

В нашем случае, координаты u,v,u',v' не нормализованы, а матрица F, получаемая вследствие решения системы (4), содержит в себе информацию о масштабных коэффициентах и фокусных расстояниях камер. Примем допущение, что масштаб снимка одинаков по всем осям координат, то есть  $C_u = C_v = C$ . Получив фундаментальную матрицу, находим коэффициенты C и C' для первой и второй камер соответственно, по формулам [3]:

$$C^{2} = \frac{-F_{13}F_{23}}{F_{11}F_{13} + F_{12}F_{22}} = \frac{F_{33}F_{23}}{-F_{31}F_{13} - F_{32}F_{22}},$$
(5)

$$C'^{2} = \frac{F_{33}F_{32}}{-F_{13}F_{12} - F_{23}F_{22}} = \frac{-F_{31}F_{32}}{F_{11}F_{12} + F_{21}F_{22}}.$$
(6)

Данных коэффициентов вполне достаточно для проведения необходимых расчетов при реконструкции сцены. Зная данные значения, можно определить значения фокусных

расстояний камер. Однако, следует учесть, что в ряде случаев, когда средние или правые части уравнений отрицательны, решение их невозможно. Также, условие положительности и равенства средних и правых частей в (5) и (6), можно использовать как дополнительное условие при оптимизации выражения (4).

Для произведения оценки влияния изменения фокусного расстояния на разработанный способ калибровки [5], был произведен лабораторный эксперимент. В данном эксперименте использовались разные наборы данных для составления учебника нейросети, при этом каждый наборе данных составлялся по снимкам, полученным при разных фокусных расстояниях камеры. Определение зависимости ошибки обучения  $\Delta x$  от диапазона изменений фокусного расстояния в учебнике  $\Delta f$ , также позволяет нам оценить влияние погрешности определения фокусного расстояния на точность калибровки (рис. 2).



Рис. 2. Зависимость повторяемости реконструкции 3d координат от ошибки определения фокусных расстояний камер, в случае, когда используются две камеры

На рис. 3 показаны результаты другого лабораторного эксперимента, где определена зависимость повторяемости определения пространственных координат, от точности погрешности определения, до калибровки, координат маркеров на изображениях и координат маркеров в пространстве, используемых в процессе калибровки.



Рис. 3. Зависимость повторяемости определения пространственных координат маркеров (СКО) от стандартного отклонения локализации маркеров (Δ<sub>p</sub>), и стандартного отклонения координат плоского тестового объекта (Δ<sub>x</sub>) от координат принятых за эталонные при калибровке

Из рис. З видно, что при малых значениях  $\Delta_p$ ,  $\Delta_x$  не оказывает влияния на изменение точности контроля формы. Это может объясняться тем, что до данного момента, смещение координат изображений маркеров вследствие погрешности координат маркеров, существенно меньше, чем смещение координат изображений маркеров вследствие шума  $(\Delta_p)$ .

На рис. 4 показаны диаграммы распределения ошибки определения отклонений от плоскости, полученные при измерении плоского тестового объекта (рис. 1) используя как полностью откалиброванную систему, так систему, у которой откалиброваны только камеры.





Как видно из этого рисунка, распределение отклонений от плоскости, в случае с откалиброванной системой носит более хаотических характер, и при более подробном анализе данных, было определено, что данное распределение коррелирует с распределением ошибки распознавания маркеров на снимках. Данный факт говорит о том, что дальнейшее увеличение точности работы системы невозможно без увеличения качества распознавания маркеров, и достигнут локальный предел увеличения точности работы системы за счет ее калибровки. При этом сравнение данных полученных откалиброванной и неоткалиброванной системами, позволяет говорить об уменьшении погрешности системы с 1.2 до 0.4 мм в тестовых случаях.

#### Список литературы и источников

1. Форсайт Д.А. Компьютерное зрение. Современный подход: пер. с англ. – М.: Вильямс, 2004. – 928 с.

2. http://axiom.anu.edu.au/~hartley/Papers/SPIE-93/joint-paper/joint2.pdf

3. Sturm P. Focal length calibration from two views: method and analysis of singular cases / P. Sturm, Z.L. Cheng, P.C.Y. Chen, A.N. Poo // Computer Vision and Image Understanding. – Vol. 99. – Issue 1. – July 2005. – P. 58–95.

4. Иванов Д.В., Коловский Ю.В. Новый метод анализа дисторсии фотограмметрических систем // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: СФУ, 2009. – С. 330–333.

5. Иванов Д.В., Бакуров М.В., Коловский Ю.В. Новый метод калибровки систем компьютерного стереозрения // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: СФУ, 2010. – С. 320–323.

6. Бобир Н.Я., Лобанов А.Н., Федорук Г.Д. Фотограмметрия. – М.: Недра, 1974. – 472 с.

7. Иванов Д.В., Коловский Ю.В. Определение точности калибровки цифровых фотокамер в фотограмметрических системах // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: СФУ, 2007. – С. 493–496.

## МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ МОНОКРИСТАЛЛОВ С РАСЧЕТОМ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА

#### Д. А. Корчагин, С. В. Иванов (научный руководитель), А. В. Муратов

Воронежский государственный технический университет 394026, г. Воронеж, Московский проспект, 14 E-mail: kipr@vorstu.ru

В данной статье кратко рассмотрены общие требования и основные вопросы технологии выращивания монокристаллов кремния. Приводятся математические модели для нахождения максимальной скорости роста монокристаллов при определенных параметрах технологического процесса

Сегодня существуют различные способы получения технологических материалов, и, в частности, монокристаллов – материала, без которого невозможно представить создание и работу современной электроники. На качество и скорость получения монокристаллов влияют множество факторов. В настоящее время в микроэлектронике существуют общие требования к используемым материалам и технологиям их изготовления. При этом технология выращивания монокристаллов должна быть построена таким образом, чтобы были обеспечены следующие характеристики [1]:

- высокая чистота;
- высокое совершенство кристаллической структуры;
- дозированное легирование определенной примесью.

Понятие высокой чистоты для каждого материала свое, однако суммарное содержание остаточных примесей в полупроводнике должно быть не выше концентрации собственных носителей [1]. Существуют множество методов получения совершенных монокристаллов, например, выращивание из расплава, раствора или газовой фазы. Выбор метода происходит исходя из физико-химических свойств материала.

В ходе исследования технологического процесса производят моделирование на основе полученных математических моделей (чаще всего - дифференциальные уравнения), которые должны полностью описывать процесс. Однако многие технологические процессы характеризуются слишком сложными математическими зависимостями, которые не удается решить известными способами. Поэтому сегодня развит полуэмпирический метод исследования, основанный на применении теории подобия [1].

Рассмотрим процесс формирования монокристаллов кремния.

В технологии материалов электронной техники чаще всего объемные монокристаллы выращивают из жидкой фазы. Такими методами можно получить наиболее крупные кристаллы с совершенной структурой. Технически необходимо получить в системе необходимые термодинамические условия, а именно: минимум термодинамического потенциала, соответствующего внешним условиям. Его можно получить только при образовании новой твердой фазы. Существуют два типа кристаллизации:

- массовая — при медленном изменении внешнего воздействия кристаллизация начинается во многих независимых точках объекта;

 направленная – кристаллизация происходит в определенно точно заданном направлении и месте. Такой тип используют для получения больших ориентированных монокристаллов. Согласно исследованиям В.Н. Романенко и А.Я. Нашельского, существуют две основные группы процессов направленной кристаллизации [2]. К первой группе относится неконсервативная направленная кристаллизация, называемая нормальной направленной кристаллизацией (она показана на рис. 1,  $a-\partial$ ). Ее можно охарактеризовать тем, что в системе присутствует только один фронт кристаллизации (фазовая граница) и объем расплава прогрессивно убывает в ходе процесса.

На рис. 1 стрелками показано направление отвода тепла Q от фронта кристаллизации и возрастания температуры T, а также изображает следующие методы:

а, б – вертикальный и горизонтальный методы соответственно (по Бриджмену);

в – обычный метод Чохральского;

г – метод жидкофазной герметизации (выращивание монокристаллов методом Чохральского из-под слоя флюса);

д – гарнисажный метод (метод Чохральского с электронно-лучевым нагревом);

е, ж – вертикальный бестигельный и горизонтальный методы зонной плавки.

При этом на рис. 1 использованы следующие условные обозначения: 1 – резистивный или высокочастотный нагреватель; 2 – контейнер (тигель, лодочка); 3 – кристаллизуемый расплав; 4, 5 – закристаллизованная или перекристаллизованная части исходного расплава (кристалла); 6 – флюс; 7 – «исходная загрузка»; Vк – объем закристаллизованной части расплава; *x* – координата положения фронта кристаллизации от начала исходного кристалла; 1 – длина расплавленной зоны; Е – длина исходного кристалла.



Рис. 1. Нормальная направленная кристаллизация

При консервативной направленной кристаллизации объем расплава, из которого непосредственно выращивается кристалл, является переменным. Способы получения: зонная перекристаллизация, зонная плавка (рис. 1, *e*, *ж*), метод плавающего тигля и метод вытягивания с пьедестала.

Рассмотрим условия на границе раздела твердой и жидких фаз в случае направленной кристаллизации однокомпонентной системы. Чтобы поддерживать фронт кристалли-

$$\mu_{ms} \cdot \Gamma_{ms} = \mu_{\mathcal{H}} \cdot \Gamma_{\mathcal{H}}, \tag{1}$$

где  $\mu_{ms}$  – теплопроводность твердой фазы;  $\mu_{ms}$  – теплопроводность жидкой фазы;  $\Gamma_{\text{тв}}$  и  $\Gamma_{\text{ж}}$  – температурный градиент в твердой и жидкой фазах соответственно [1].

Этому равенству соответствует кривая 1 на рис. 2.

В этом случае температура на фронте кристаллизации  $T_{\varphi.\kappa.}$  будет равна температуре плавления T  $_{пл.},$  т.е.  $T_{\varphi.\kappa}$  = T  $_{пл.}$ 

На фронте кристаллизации будет иметь место подвижное равновесие, значит, что число возникающих из жидкой фазы кристаллических зародышей будет равно числу растворяющихся зародышей. Для роста кристалла необходимо чтобы возникающие из жидкой фазы кристаллические зародыши не растворялись [3]. Это возможно только при наличии переохлаждения в жидкой фазе (кривая 2 на рис. 2).

Наклон кривой температурного градиента в жидкости будет определять ширину переохлажденного слоя  $\Delta x$ . Из рис. 2 видно, что чем меньше наклон температурного градиента (2'), тем больше толщина переохлажденного слоя (x').

Если фронт кристаллизации перемещается с некоторой постоянной скоростью, то количество тепла, отведенного от него в твердую фазу, равно сумме количества тепла, подведенного к фронту и выделенного на нем в результате процесса кристаллизации, что соответствует выражению

$$\mu_{me} \cdot \Gamma_{me} = \mu_{\mathcal{H}} \cdot \Gamma_{\mathcal{H}} + q_{me} \cdot f \cdot \gamma_{nd}, \qquad (2)$$

где q – скрытая теплота плавления; f – скорость перемещения фронта кристаллизации (линейная скорость роста кристалла); γ – плотность кристалла.



Рис. 2. Тепловые условия на фронте кристаллизации при росте объемных кристаллов

Рассмотрим составляющие переохлаждения, которые в общем случае представлены в следующем выражении

$$\Delta T^* = \Delta T + \Delta T_R + \Delta T_C + \Delta T_L, \tag{3}$$

где  $\Delta T^*$  – переохлаждение в общем случае;  $\Delta T$  – переохлаждение на поверхности раздела, необходимое для создания движущей силы кинетического процесса, или истинное переохлаждение;  $\Delta T_R$  – понижение равновесной температуры плавления за счет избытка свободной энергии поверхности раздела, например, вследствие кривизны поверхности;  $\Delta T_C$  – концентрационное переохлаждение, возникающее за счет оттеснения примесей и нестехиометричности;  $\Delta T_L$  – переохлаждение, необходимое для рассеяния скрытой теплоты плавления.

В чистой системе и при незначительной кривизне поверхности раздела выражение для переохлаждения в общем случае равно

$$\Delta T^* = \Delta T + \Delta T_L. \tag{4}$$

Одним из наиболее распространенных методов получения монокристаллов является метод Чохральского [1]. Его преимущества состоят в том, что кристалл не контактирует с контейнером и это дает возможность легко управлять процессом роста. Таким образом, рассмотрим процессы тепло- и массообмена на примере процесса вытягивания кристалла из расплава.

При росте кристалла из расплава возможную скорость роста кристалла могут ограничить два фактора: время, необходимое для диффузии атомов из расплава на соответствующее место в расплаве и необходимость отвода из системы кристалл-расплав выделяющейся теплоты кристаллизации. Второй фактор оказывает более сильное влияние на ход самого процесса.

Данную теплоту кристаллизации можно удалить из системы через кристалл (рис. 3, *a*) либо путем переохлаждения расплава вблизи поверхности раздела кристалл-расплав за счет теплоотвода через расплав (рис. 3, *б*). Второй вариант используется более редко.



Рис. 3. Температурные градиенты в расплаве у границы с кристаллом: *а* – при обычном выращивании; *б* – при выращивании из переохлажденного расплава

Основным фактором, влияющим на значение температурного градиента, а, следовательно, и на скорость роста кристалла, является рассеяние теплоты кристаллизации [1]. Определение максимально возможной скорости роста сводится к расчету наиболее эффективного и практически возможного отвода тепла кристаллизации [2]. Отметим, что с увеличением температуры расплава при постоянной скорости вытягивания диаметр кристалла уменьшается и наоборот, увеличивается при снижении температуры расплава. Если считать в первом приближении, что фронт кристаллизации плоский, тогда можно принять, что жидкий столбик, висящий на затравке, уравновешивается силой поверхностного натяжения, действующей по окружности фронта кристаллизации (рис. 4).

В таком случае, покажем в выражении (5) зависимость указанных параметров

где a – высота столбика расплава;  $\rho_p$  – плотность расплава;  $\sigma$  – поверхностное натяжение; g – ускорение силы тяжести; r – радиус кристалла.



Рис. 4. Схема тепловых потоков через границу раздела фаз

Следовательно, высота столбика расплава будет равна

$$a = \frac{2\sigma}{r \cdot \rho_n \cdot g}.$$
 (6)

Если температура расплава T, а температура кристаллизации T<sub>0</sub>, то, пренебрегая излучением, теплоотвод через столбик жидкости можно выразить как

$$W_1 = \lambda_p \pi r^2 \frac{T - T_0}{a}, \qquad (7)$$

где  $\lambda_p$  – теплопроводность жидкости (расплава).

Тогда, подставив вместо а выражение (6), получим

$$W_1 = \frac{\lambda_p \pi r^3 \rho_p \cdot g(T - T_0)}{2\sigma}.$$
(8)

При скорости вытягивания кристаллов f на фронте кристаллизации будет выделяться следующее количество тепла

$$W'_1 = L\pi r^2 \rho_p f , \qquad (9)$$

где L – удельная теплота кристаллизации.

Теплоотвод через твердый образец будет равен произведению теплопроводности твердой фазы на градиент температур вблизи фронта кристаллизации

$$W_2 = \lambda_{ms} \frac{\Delta T}{\Delta x} \pi r^2, \qquad (10)$$

где  $\lambda_{ms}$  – теплопроводность твердого материала вблизи температуры плавления;  $\frac{\Delta T}{\Delta x}$  – градиент температуры в кристалле.
Теплоотвод через кристалл для сохранения равновесия на фронте кристаллизации должен быть равен теплоте, выделяющейся при кристаллизации

$$W_2 = W_1 + W'_1, \tag{11}$$

$$\lambda_{ms} \frac{\Delta T}{\Delta x} \pi r^2 = \frac{\lambda_p \pi r^3 \rho_p \cdot g(T - T_0)}{2\sigma} + L \pi r^2 \rho_p f \quad [1]. \tag{12}$$

С помощью выражения (12) можно оценить степень перегрева расплава, необходимого для вытягивания кристалла с определенным диаметром. Сохранение величины диаметра растущего кристалла будет определяться точностью поддержания температуры перегрева расплава  $(T - T_0)$ .

Рассмотрим максимальную скорость вытягивания. Ее, очевидно, можно добиться, когда к фронту кристаллизации не будет доступа тепла из расплава. Тогда  $T - T_0 = 0$  и уравнение теплового баланса примет вид

$$L\rho_p f = \lambda_{me} \frac{\Delta T}{\Delta x} \,. \tag{13}$$

Путем преобразования выражения (13) и замены отношения конечных приращений  $\frac{\Delta T}{\Delta x}$  на производную  $\left(\frac{\partial T}{\partial x}\right)_{ms}$  получим выражение (14) для оценки максимальной скорости вытягивания

$$f_{\max} = \frac{\lambda_{m_{\theta}}}{L\rho_{p}} \left(\frac{\partial T}{\partial x}\right)_{m_{\theta}}.$$
(14)

Следовательно, для того, чтобы добиться максимальной скорости  $f_{\rm max}$  необходимо иметь максимальный температурный градиент в кристалле. С учетом излучения от кристалла выражение для величины максимального градиента температуры в кристалле на фронте кристаллизации будет иметь вид

$$\left(\frac{dT}{dx}\right)_{x=0} = \sqrt{\frac{2\varepsilon T_0^5}{3r\lambda_{0_{nd}}}},$$
(15)

где  $\varepsilon$  – излучательная способность материала;  $\lambda_{0_{nd}}$  – теплопроводность твердой фазы при температуре плавления [1].

Обычно независимо от радиуса выращиваемого кристалла скорость вытягивания f от 1 до 2 мм в минуту. В таблице приведены расчетные данные максимальной скорости выращивания кристаллов.

Таким образом, для определения максимально возможной скорости роста монокристаллов необходимо знать определенные параметры процесса, такие, как теплопроводность твердого материала, градиент температуры в кристалле и др. При этом важно организовать эффективный отвод теплоты направленной кристаллизации, жестко контролировать необходимую расчетную длительность процесса, а также поддерживать постоянство всех технологических параметров.

Таблица

| Радиус кристалла, мм | j      | e<br>max | $\left(\Delta T\right)$      |  |
|----------------------|--------|----------|------------------------------|--|
|                      | см/с   | мм/мин   | $(\Delta x)_{max}$ , град/см |  |
| 10                   | 0,0151 | 9,1      | 263                          |  |
| 20                   | 0,0108 | 6,5      | 167                          |  |
| 30                   | 0,009  | 5,4      | 136                          |  |

Расчетные данные максимальной скорости выращивания кристаллов

В заключении следует отметить, что использование теории подобия позволяет упростить процессы моделирования и оптимизации технологий микроэлектроники. Также использование теории подобия целесообразно при разработке новых технологических процессов.

#### Список литературы и источников

1. Раскин А.А., Прокофьева В.К. Технология материалов микро-, опто- и наноэлектроники: уч. пособие. Ч. 1. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2010. – 164 с.

2. Сайт компании ООО "Балтийская кремниевая долина". Режим доступа: http://bkdproject.ru.

3. Сайт "Физика кремния". Режим доступа: http://www.solid-physics.ru/.

# МИКРОВОЛНОВЫЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОМПОЗИТОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСТЕННЫХ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК<sup>1</sup>

## О.А. Кочеткова, А.Е. Леухина, О.А. Доценко (научный руководитель)

Томский государственный университет 634050, Томск, пр. Ленина, 36 E-mail: apr@mail.tsu.ru

В работе рассматриваются частотные зависимости диэлектрической проницаемости композитов состава: полиметилметакрилат (ПММА) + многостенные углеродные нанотрубки (МУНТ). Измерения проводились с использованием набора прямоугольных объемных многомодовых резонаторов. Рассмотрены свойства образцов: с разным временем ультразвукового диспергирования; с разным диаметром МУНТ. Показано, что время ультразвуковой обработки и диаметр наполнителя изменяют значения диэлектрической проницаемости композитов.

Необычные свойства углеродных нанотрубок (УНТ) позволяют использовать их в качестве наполнителей в новых перспективных многофункциональных композиционных материалах. Благодаря своему малому весу, превосходным температурным, механическим и электрическим свойствам УНТ можно использовать для решения разнообразных задач, возникающих при приеме и передаче электромагнитного (ЭМ) излучения.

Изготовленные на их основе высокоэффективные поглотители электромагнитного излучения можно применять для оборудования безэховых камер и экранированных сооружений. Безэховые камеры применяют для высококачественных исследований объектов радиолокационного наблюдения и снятия диаграмм направленности антенн, а ЭМ экраны необходимы для ограничения просачивания ЭМ энергии в свободное пространство и защиты от нее обслуживающего персонала.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Работа выполнена при частичной поддержке проектами АВЦП № 2.1.1./13631 и № 2.1.1./ 13220 и государственным контрактом № 8691p/13125.

На электрические свойства композитов, изготовленных на основе МУНТ, серьезное влияние оказывают геометрические размеры включений (диаметр, длина), а также их концентрация и распределение по объему композита [1, 2].

В данной работе проводилось исследование образцов композиционных материалов, связующим в которых является полиметилметакрилат. Композиты ПММА + МУНТ были изготовлены в Институте катализа СО РАН. В качестве наполнителей применяются МУНТ с внешними диаметрами: 8–10 нм, 12–14 нм и 18–22 нм и длиной 10–30 мкм. Для измерений были отобраны образцы с 2%-ой весовой концентрацией наполнителя.

Экспериментальные образцы представляли собой длинные тонкие плоскопараллельные пластины шириной 2÷3 мм и длиной 60÷70 мм. Толщина образцов составляла 0,20 ± 0,03 мм.

Для измерения диэлектрической проницаемости экспериментальных образцов в работе используется установка на основе векторного анализатора цепей Agilent Technologies E8363B, блок-схема которой приведена на рис. 1.



Рис. 1. Блок-схема измерительной установки

В качестве измерительных ячеек использовался набор прямоугольных многомодовых резонаторов, перекрывающих частотный диапазон 3–13 ГГц. В прямоугольном резонаторе, в отличие от обычного колебательного контура, имеется достаточно большое число резонансных длин волн, определяемых соотношением  $\lambda_{pe3} = 2L/p$ , где p – число вариаций полуволн вдоль длины резонатора. Это позволяет, для данного набора резонаторов, проводить измерения на 16 частотных отсчетах.

При смешивании составных частей композита происходит соединение МУНТ между собой в большие агломерации, что приводит к превышению порога перколяции и появлению проводимости в образцах. Ультразвуковая обработка (УЗО) во время изготовления композита приводит к дезагломерации наполнителя [2].

Нами была исследована зависимость диэлектрической проницаемости композитов от времени УЗО (рис. 2). Для этого были взяты образцы с 2 % содержанием МУНТ со средним диаметром 18–22 нм. Образцы, обработанные в течение 5 мин, имеют значения диэлектрической проницаемости  $\varepsilon \approx 60$  отн. ед. на частоте 3,3 ГГц и  $\varepsilon \approx 25$  отн. ед. на частоте 11,8 ГГц. Обработка ультразвуком в течение 30 мин приводит к уменьшению диэлектрической проницаемости ( $\varepsilon \approx 25$  отн. ед. на частоте 3,3 ГГц,  $\varepsilon \approx 15$  отн. ед. на частоте 11,8 ГГц). При этом, чем ниже частота ЭМ излучения, тем заметнее этот эффект. Дальнейшая УЗО (время обработки 60 мин и 120 мин) не оказывает значительного изменения на свойства образцов.

Погрешность измерения диэлектрической проницаемости є была рассчитана путем многократных измерений одного и того же образца на каждой частотной точке. Она составила величину 3÷5 %.

Нами было проведено измерение сопротивления *R* исследуемых образцов с помощью цифрового *LRC* – измерителя (рабочая частота 1 кГц,  $R_{\text{макс}} = 100$  МОм). Полученные значения *R* подставили в формулу  $\rho = R S / l$ , где *S* – площадь поперечного сечения образца, *l* – длина образца, и рассчитали удельное сопротивление материала. Расчет показал, что удельное сопротивление изменяется от  $\rho \approx 0,2$  Ом·м (время обработки меньше 30 мин) до величины  $\rho > 1,7$  кОм·м (время обработки от 30 мин до 120 мин). Следовательно, УЗО изменяет проводимость данных образцов на несколько порядков.



Рис. 2. Спектры диэлектрической проницаемости композитов ПММА + МУНТ, прошедших ультразвуковую обработку

Как известно, диэлектрическая проницаемость идеально проводящих металлических проводников бесконечна. В нашем случае значения  $\varepsilon = 12\div60$  отн. ед., в то время как у обычных диэлектриков  $\varepsilon = 1\div10$  отн. ед. Из этого вытекает, что образцы с рассматриваемой концентрацией являются проводящими материалами не зависимо от времени ультразвуковой обработки.

В дальнейших исследованиях использовались композиты, прошедшие УЗО в течение 30 мин.

Результаты измерения частотных зависимостей диэлектрической проницаемости композитов, содержащих МУНТ разных диаметров, приведены на рис. 3.



Рис. 3. Спектры диэлектрической проницаемости 2 % образцов композитов, содержащих трубки разных диаметров

Из рис. 3 следует, что композиты, содержащие в качестве наполнителей МУНТ с разными диаметрами, при одной и той же концентрации имеют разные значения диэлек-

трической проницаемости. Причем с увеличением диаметра МУНТ диэлектрическая проницаемость образцов уменьшается.

В продолжение данной работы предполагается исследование микроволновых характеристик композитов ПММА + МУНТ и/или нанопорошок гексаферрита М-, W-, Z-типа с разной массовой концентрацией.

Выражаем благодарность за любезно предоставленные материалы для измерений сотрудникам Института катализа им. К.Г. Борескова СО РАН В.Л. Кузнецову и И.Н. Мазову.

#### Список литературы и источников

1. Electromagnetic wave absorption properties of carbon nanotubes-epoxy composites at microwave frequencies / Z. Ye, Z. Li, J. A. Roberts, P. Zhang, J. T. Wang, G. L. Zhao // Journal of Applied Physics. 2010. V. 108. P. 054315–1–054315–7.

2. Complex light with optical singularities induced by nanocomposites / V.V. Ponevchinsky, M.S. Soskin, A.I. Goncharuk, N.I. Lebovka // URL: http://arxiv.org/abs/1101.0994v1 [cond-mat.mes-hall]. 9 р. (Дата обращения 12.01.2011)

# ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ШИРИНЕ ЗАПРЕЩЕННОЙ ЗОНЫ В КМОП-ТЕХНОЛОГИИ

С. М. Куриленко, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет 394026 Воронеж, Московский проспект, 14 E-mail: kurilenko-sm@yandex.ru micronano1441@yandex.ru

В работе рассмотрены физические принципы работы источников опорного напряжения (ИОН), основанных на напряжении ширины запрещенной зоны полупроводника. Приведены основы схемотехнических решений ИОН на ширине запрещенной зоны на биполярных транзисторах, представлен порядок проектирования данного типа ИОН. Изложен порядок реализации ИОН в КМОП технологии.

## Введение

В любой схеме стабилизатора требуется наличие опорного напряжения, с которым сравнивается величина выходного напряжения. Стабильность выходного напряжения стабилизатора не может быть выше стабильности его источника опорного напряжения. ИОН широко применяются в качестве эталонной меры в аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователях, а также в разного рода пороговых устройствах. Учитывая определённую сложность процесса проектирования ИОН на ширине запрещенной зоны, представляется целесообразным рассмотреть ИОН с пониженным напряжением питания.

## 1. Принцип работы

ИОН на ширине запрещенной зоны – это стабилизированный источник напряжения, значение которого не зависит от температуры и равно приблизительно 1,25 В, что является близким по величине к теоретическим 1,22 В – ширине запрещенной зоны кремния при абсолютном нуле [1].

Если соединить базу и коллектор у транзистора, то получится практически идеальный диод. Если взять две цепочки с различным числом транзисторов, то при определенном значении тока в узком температурном диапазоне (±2.5 C) разность напряжений между двумя цепочками будет изменяться не сильно и установится на значении 1.2567 В [1].

Если нарисовать график зависимости напряжения диода VBE (напряжение перехода база-эмиттер транзистора) от температуры можно заметить, что при абсолютном нуле оно установится на значении потенциала запрещенной зоны, как показано на рис. 1.

Это не совсем идеальная прямая линия, она слегка выгнута до 150 <sup>0</sup>C и вогнута после (асимптотически приближаясь к 0 вольт). Кстати, напряжение запрещённой зоны при нуле Кельвина – это чисто теоретическая величина, т.к. при такой температуре проводник существовать не может, фактически, электроны не будут двигаться вообще.

Эквивалентный, но противоположный по знаку, температурный коэффициент может быть получен путём включения транзистора при другой плотности тока

$$\mathcal{I} \mathbf{V} \mathbf{B} \mathbf{E} = \frac{\mathbf{k} \mathbf{T}}{\mathbf{q}} \ln \left( \frac{\mathbf{A} \mathbf{1} \cdot \mathbf{I} \mathbf{2}}{\mathbf{A} \mathbf{2} \cdot \mathbf{I} \mathbf{1}} \right),$$

где А – площади (зоны эмиттера) каждого транзистора; І – токи, протекающие через них; ΔVBE – это разность напряжений между разными цепями транзисторов; kT/q – примерно равняется 26 мВ при комнатной температуре.

Итак, значение  $\Delta VBE$  изменяется при вариации площади переходов, величин протекающих через них токов. Закон изменения  $\Delta VBE$  представляет собой прямую линию.  $\Delta VBE$  равна нулю в нуле Кельвина. Отношение площадей (или токов) равное 10 дает  $\Delta VBE$  равное 60 мВ. Из графиков на рис. 1 следует, что необходимо около 600 мВ, чтобы нейтрализовать величину VBE.



Рис. 1. Температурная зависимость напряжения диода VBE

Усиление ΔVBE может быть реализовано в простейшем случае с помощью резисторного делителя (рис. 2).

Наличие резистора R1 обеспечивает возможность протевания тока в транзисторе Q1. Транзистор Q2 имеет площадь эмиттера в 10 раз больше, чем у Q1, так что  $\Delta$ VBE между двумя транзисторами будет примерно 60мВ (при комнатной температуре). Эта величина  $\Delta$ VBE снимается с резистора R2. Пренебрегая малой погрешностью из-за протекающего базового тока, можно сказать, что токи эмиттера и коллектора будут одинаковые. Таким образом, падение напряжения на R3 – это  $\Delta$ VBE умноженное на отношение R3/R2. Прибавив это напряжения к напряжению VBE транзистора Q3, получится опорное напряжение Vref.

Три транзистора образуют петлю обратной связи (с ограниченным коэффициентом усиления, внутренних ёмкостей достаточно, чтобы остановить генерацию), удерживают Vref на постоянном уровне. Если увеличить номинал R3, напряжение Vref увеличится и температурный коэффициент станет более положительным. Если уменьшить R3, то произойдёт обратное. Таким образом, необходимо найти оптимальное значение R3 такое, чтобы отрицательный температурный коэффициент VBE был компенсирован положительным коэффициентом напряжения ΔVBE.



Рис. 2. Первый ИОН Уидлара

## 2. Источники погрешностей в ИОН на ширине запрещенной зоны

Не существует такого понятия, как абсолютно точное напряжение запрещённой зоны. Напряжение, при котором Vref имеет нулевой температурный коэффициент может находиться где угодно между 1.18 и 1.25 В по нескольким причинам. Во-первых, напряжение запрещённой зоны немного зависит от уровня легирования. Во-вторых, потенциал запрещенной зоны полупроводника меняется с давлением. В-третьих, используются диффузионные резисторы, которые обладают своим температурным коэффициентом. Вчетвёртых, как было сказано ранее, зависимость VBE от температуры – это не прямая линия, так что зависимость VBE от температуры будет всегда иметь небольшой восходящий изгиб (дугу). Тем не менее, такой источник опорного напряжения может иметь точность до  $\pm 3$ % без какой-либо подстройки компонентов.

Кроме базовых токов (которые могут быть скомпенсированы в более сложных схемах) существуют ещё два основных источника ошибок в ИОН:

1) Напряжение VBE. Оно абсолютно. Нельзя надеяться на точность, с которой примеси легируют в кремний в технологическом процессе. В хорошо отлаженном процессе эта величина составляет примерно  $\pm 10$ мВ или 0.8 %.

 Отношения. В первом источнике Уидлора было два отношения: Q1/Q2 и R3/R2 (а так же R1/R3). Чтобы минимизировать эти погрешности стоит просто увеличить размеры приборов.

#### 3. Порядок проектирования ИОН

Развитием схемы Уидлара стала ячейка Брокова. Основу схемы составляют элементы Q1, Q2, Q3, Q4, R1 и R2 (его исходная ячейка содержала 14 транзисторов) (рис. 3).

Ячейка Брокова нуждается в запускающей цепи. Она выполнена на транзисторе Q7, который поднимает опорное напряжение до VBE, которое является достаточным для Q1 и Q2 для начала протекания тока через них.

Транзистор Q2 содержит 10 эмиттеров Q1 (это случайное число, чем оно больше, тем лучше), таким образом  $\Delta VBE$  будет около 60 мВ (при комнатной температуре) на резисторе R1. Q3 – это токовое зеркало, обеспечивающее Q1 и Q2 одинаковыми токами. Q4 завершает петлю обратной связи от коллектора Q1 назад ко входному смещению дифференциальной пары Q1/Q2 и подаёт умеренное количество выходного тока.



Рис. 3. Ячейка Брокова

Когда цепь сбалансирована, усиленное значение ΔVBE окажется на резисторе R2. Таким образом Vref будет равняться этому напряжению плюс напряжение VBE транзистора Q1. Значение R2 выбрано таким образом, чтобы достичь нулевого температурного коэффициента для Vref.

Из-за выходного транзистора Q4 минимальное напряжение питания – 2.2 В  $(0-100 \ ^{0}\text{C})$ , или на 1В большее напряжения Vref.

Порядок проектирования такого источника напряжения довольно прост. Сперва нужно выбрать отношение эмиттеров Q2/Q1. Два устройства должны иметь идентичные эмиттеры для лучшего соответствия, просто в Q2 их больше. Следует сделать отношение как можно большим, при отношении 2:1  $\Delta$ VBE будет всего лишь 18 мВ, что усложнит подгонку. При отношении 10:1  $\Delta$ VBE будет около 60 мВ и требований по согласованию будет меньше. При отношении 50:1  $\Delta$ VBE достигнет 100 мВ что сделает подгонку ещё проще (так же увеличится количество эмиттеров, что статистически улучшит согласование).

После того как выбрано отношение эмиттеров, известно значение  $\Delta VBE$  выделяющееся на R1. Теперь надо выбрать R2, чтобы добиться значения 600 мВ. В этом конкретном случае ток через R2 будет в два раза больше, чем через R1, поэтому отношение резисторов 5:1 даст отношение напряжений 10:1.

Дальше идет моделирование, которое нуждается в хороших моделях, включающих температурные коэффициенты резисторов. На графике зависимости Vref от температуры будет почти наверняка заметен температурный коэффициент. Поэтому нужно просто изменять значение R2 до тех пор, пока температурный коэффициент не станет равен 0.

В идеале резисторы R1 и R2 должны иметь такое отношение, чтобы их можно было разделить на идентичные секции на топологии. В этом примере 3 кОм /15 кОм будет отлично делиться на 6 идентичных частей по 3 кОм каждая. В реальности такое случается редко. Можно заметить, что если изменять значение R1 (уменьшая или увеличивая таким образом ток) можно достичь этого идеального отношения, но если это не получится, то использовать компромисс: уменьшить базовую секцию (скажем, до 750 Ом) и затем достичь нечетного значения R2, получая последнюю секцию (или несколько последних) комбинацией из последовательно или параллельно соединённых простейших резисторных элементов.

# 4. КМОП источники опорного напряжения на ширине запрещенной зоны

ИОН на ширине запрещенной зоны – это полностью биполярная концепция. Для него нужен диод и разница напряжений между двумя диодами. И единственными диодами, подходящими для этих целей являются диодно включённые биполярные транзисторы (или в некоторых схемах это диоды База-Эмиттер биполярного транзистора).

К счастью, в КМОП-технологии есть некоторые слои, в свою очередь, не предназначенные для этой цели, но которые могут быть использованы для создания приемлемого

404

биполярного транзистора. Наиболее очевидный это тот слой, который используется для рканального транзистора, область р-типа (исток, сток) – для эмиттера, окружающий пкарман – база и подложка – коллектор.

Такой прибор обладает ограничениями. Во-первых, коллектор постоянно подключён к нижнему уровню питающего напряжения. Во-вторых, коэффициент усиления очень низок – порядка 7. В биполярном процессе мы полагаемся на высокий коэффициент усиления (не меньше 100) чтобы эффективно исключить базовое сопротивление как источник погрешности. Таким образом КМОП подложка PNP транзистора работает только если сделаем её большой (что сделаем в любом случае для достижения приемлемой точности).

Так же возможно сделать поперечный PNP транзистор по КМОП технологии, используя р-канальную сток/истоковую диффузию как эмиттер и коллектор. Такие приборы имеют приемлемый коэффициент усиления (около 100), но в отличие от планарных, они не характерны для этой промышленности, следовательно, чтобы получить такие приборы, необходимы будут дополнительные дорогостоящие затраты.

По этой причине рассмотрим только КМОП источник напряжения с использованием планарных PNP транзисторов (рис. 4). Транзистор Q2 имеет один (10 мкм х 10 мкм) эмиттер, транзистор Q1 имеет 24 эмиттера. Транзистор Q2 обычно располагается в центре, окружённый двумя рядами и колонками одинаковых Q1 транзисторов. Такая топология получается очень громоздкой для 0.12, 0.18 или даже 0.35 КМОП приборов.

ΔVBE выделяется на резисторе R3. Резисторы R1 и R2 – одинаковые. Напряжение ошибки усиливается с помощью транзисторов M1, M2, M3, M4, M10 и M12. Эти приборы должны быть большими, как говорилось ранее. Для M1, M2, M3 и M4 главным требованием является соответствие параметрам, что улучшается путём увеличения площади. (Нужно помнить, что работаем на уровне ΔVBE, которое равняется примерно 82 мВ). Для транзисторов M10 и M12 ширина должна быть солидной, чтобы получить достаточное усиление (крутизну), а увеличение длины помогает уменьшить колебания из-за изменений питающего напряжения. Чтобы их уменьшить ещё сильнее был добавлен транзистор M9 (каскодное зеркало).



Рис. 4. КМОП источник опорного напряжения

M7 – узкий и очень длинный транзистор запускает схему, путём подачи небольшого тока в цепь обратной связи. Как только будет достигнуто приемлемое напряжение Vref, транзистор M6 и резистор R4 возьмут на себя подачу рабочего тока, отражённого с помощью транзисторов M5, M6 и M11.

M12 – это р-канальный транзистор, который обеспечивает нижний минимум питающего напряжения 1.5 В. Выходное сопротивление около 0.5 Ом при токе 1 мА.

С указанными размерами транзисторов и резисторами шириной 4 мкм можно ожидать отклонений при производстве в пределах  $\pm 1.8\%$  в температурном диапазоне от 0 до 100 <sup>0</sup>C.

#### Заключение

В работе рассмотрены физические принципы работы источников опорного напряжения, основанных на напряжении ширины запрещенной зоны полупроводника. Разработана схема источника опорного напряжения на КМОП транзисторах. Такой ИОН с точки зрения технологической и, как следствие, экономической реализации гораздо предпочтительнее, чем ИОН на биполярных транзисторах.

Список литературы

1. Hans Camenzind Designing analog chips, 2005 r. – 242 c.

# РАЗРАБОТКА СЕНСОРНЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ ПОРИСТОГО КРЕМНИЯ

Ф. Ф. Меркушев, А. В. Солдатов, Е. А. Степанова, О. В. Семенова, А. Я. Корец (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: Fedor-murkushev@mail.ru

В данной работе рассмотрены результаты экспериментальных исследований влияния условий формирования и экспонирования газовых сред на адсорбционно-десорбционные свойства сенсорных структур на основе пористого кремния.

Разработки и исследования в области газовых сенсоров стимулируются потребностями контроля окружающей среды и среды жизнедеятельности человека [1–2]. Перспективным является использование полупроводниковых сенсоров для детектирования токсичных или взрывоопасных газов, а также в медицинских целях. Основное преимущество твердотельных сенсоров в сравнении с такими инструментальными методами контроля, как хроматография, оптическая спектроскопия или масс-спектроскопия, заключается в их портативности. Однако наряду с многочисленными привлекательными особенностями полупроводниковые адсорбционные сенсоры газов имеют недостатки – низкую селективность и невозможность восстановления при низких температурах. Один из возможных путей решения этих проблем – анализ кинетики отклика сенсора, возможности которого еще более расширяет использование оптической стимуляции процессов на поверхности сенсора, избирательно действующей на различные электронные подсистемы адсорбента. Влияние освещения на адсорбционное равновесие и на кинетику хемосорбции известно как фотоадсорбционный эффект [3].

В данной работе представлены результаты экспериментальных исследований влияния условия формирования и оптического излучения видимого диапазона на адсорбционно-десорбционные свойства сенсорных структур на основе пористого кремния. Для создания пористых структур на кремнии применяется достаточно простая и экономичная технология с использованием электрохимического анодирования кремния в растворе плавиковой кислоты. В качестве исходных пластин используются кремниевые подложки марки КЭФ-10 (100). Пористые структуры формировались в электрохимической ячейке с различной формой катода, варьированием технологическими режимами и условиями получения по разработанной методике, представленной в работе [4]. Оптические исследования пористых структур проводились на экспериментально-измерительном комплексе по ранее разработанной методике тестирования пористого кремния [4]. Сенсорные структуры с компланарным включением электродов создавались с помощью формирования контактных площадок из никеля непосредственно на слое пористого кремния. Такое включение эквивалентно последовательному соединению двух МДП конденсаторов, шунтированных сопротивлением пористого кремния. Более высокая чувствительность для такого включения сенсора объясняется тем, что при этом активна вся поверхность пористого кремния между электродами. Исследования адсорбционно-десорбционных свойств проводились при пропускании синтезированных с помощью химических реакций газов в экспериментальной ячейке, в которой находилась измеряемая сенсорная структура. Для получения требуемых газов к Zn, CaCO3 или НСООН добавляли необходимое количество кислот. В результате взаимодействия этих веществ получали рассчитанное количество газов: H<sub>2</sub>, CO<sub>2</sub> и CO. Для восстановления образцов пористого кремния использовалось дополнительное освещение при разных длинах волн оптического диапазона. В результате проведения измерений проводимости сенсорных структур при экспонировании газовых сред при комнатной температуре получали зависимости сопротивления от времени экспонирования

В результате экспериментальной работы было выявлено, что образцы пористого кремния, полученные при использовании различных форм катода и режимах формирования, имеют различные адсорбционную способность, чувствительность, порог обнаружения, время восстановления. Замечено, что цилиндрическая форма катода и освещение в синем свете позволяет получать сенсорные структуры, обладающие повышенной чувствительностью, меньшим временем восстановления и высокой стабильностью во времени по отношению к структурам, полученных при других условиях. Это можно объяснить особенностью структуры и химическим составом пористого кремния (ПК) (рис. 1).

Использование цилиндрического катода увеличивает равномерность распределения пор по поверхности пластины и в целом повышает эффективность, воспроизводимость процесса анодирования по сравнению с катодом в форме прямой пластины. В свою очередь совместное использование цилиндрического катода и дополнительного освещения дает следующие результаты. При синем свете поры получаются тонкие, наиболее упорядоченные и максимально сопоставимы с идеальной упорядоченной структурой ПК; при красном свете глубина протравливания образцов минимальна, часто наблюдается растравливание поверхности ПК либо получаются конусообразные макропоры. Предполагается, что в данном случае цилиндрическая форма катода увеличивает напряженность электрического тока в электрохимической ячейке и равномерность воздействия его на всю площадь подложки кремния, а воздействие синего освещения способствует одновременно увеличению плотности и уменьшению размерности пор, что способствует увеличению поверхности адсорбции пористых структур. При красном освещении возможна термическая активация поверхности, что увеличивает скорость фронта травления вдоль поверхности по отношению к скорости фронта травления вглубь образца ПК, тем самым изменяя его структуру.

Анализ ИК-спектров отражения указывает на содержание гидроксильных групп  $(3640 \text{ cm}^{-1})$ , что приводит к более высокому окислению поверхности и изменению химического состава при хранении на воздухе структур, полученных при прямоугольной форме катода без дополнительного освещения (рис. 1, *a*). Данные структуры не могут полностью восстанавливаться после экспонирования газовых сред.



Рис. 1. Микрофотографии и спектры отражения пористых структур на кремнии, полученных при  $j = 100 \text{ мA/cm}^2$ , U = 20 B, t = 40 мин: *a* – при прямоугольной форме катода без дополнительного освещения;  $\delta$  – при цилиндрической форме катода и освещении в красном свете; *в* – при цилиндрической форме катода и освещении в синем свете

При дополнительном освещении в синем свете и цилиндрической форме катода появляется полоса поглощения на частоте 1080 см<sup>-1</sup>, которая связана с поглощением кванта света на колебаниях типа SiO, формирующих мостиковые связи Si – O – Si (рис. 1,  $\delta$ ,  $\beta$ ). Данные структуры пористого кремния имеют достаточную стабильность за счет частичного окисления поверхности пористого кремния.

Образцы ПК могут восстанавливаться при воздействии определенной длины излучения во время экспонирования газа при комнатной температуре и при этом имеют избирательность по отношении к водороду. Для удовлетворительного отклика на СО и СО<sub>2</sub> необходим подбор режимов формирования и условий экспонирования газов при воздействии определенной длине волны оптического диапазона.

Таким образом, оптические свойства пористого кремния в процессе его получения и экспонирования газовых сред дают основание полагать, что излучение различных диапа-

408

зонов спектра может быть использовано для управления откликом, релаксацией и селективностью сенсора. При воздействии излучения определенной длины волны становиться возможным обратимость адсорбционных процессов при более низких температурах. Этот факт позволяет упростить конструкцию и уменьшить энергопотребление сенсора и характеризует пористый кремний как гибкий функциональный материал, дающий большие возможности оптимизации его свойств при разработке микроэлектронных сенсоров.

#### Список литературы

1. Джексон Р.Г. Новейшие датчики. – М.: Техносфера, 2007.

2. Сенсоры газовых сред на основе пористого кремния // МСТ. - 311, 2001. - С. 14-17.

3. Биленко Д. И., Белобровая О. Я., Жаркова Э. А., Терин Д. В., Хасина Е. И. Свойства структур на основе окисленного пористого кремния при воздействии освещения и газовых сред // Физика и техника полупроводников. – 2005. – Т. 39. – Вып. 7.

4. Разработка пористых структур на кремнии. Е.А. Сакун, А.В. Полюшкевич, П.А. Харлашин, О.В. Семенова, А.Я. Корец / Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 4 (2010 3). Р. 430–443.

## ТЕХНОЛОГИЯ ПОЛУЧЕНИЯ СВОБОДНЫХ СЛОЕВ ПОРИСТОГО КРЕМНИЯ ДЛЯ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ СЕНСОРОВ

Е. М. Назарова, В. В. Гаврилов, В. А. Юзова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: evgesha\_nazarova@mail.ru

В статье рассмотрен один из способов получения сквозных мембран, представляющих собой свободные от подложек пленки пористого кремния, полученные анодной обработкой монокристаллических кремниевых пластин. Такие мембраны являются перспективным материалом для микроэлектронных химических сенсоров. Исследована структура внутренних и наружных поверхностей кремниевых сквозных мембран.

#### Введение

Проблема поиска новых возможностей в области создания компактных и дешевых микроэлектронных сенсоров стала особенно актуальной в последние годы в связи с общим ухудшением экологической обстановки. Перспективными сенсорными материалами являются пористые материалы в виду их большой удельной поверхности. Пристальное внимание исследователей и разработчиков в области сенсорики приковано к пористому кремнию (ПК) поскольку он хорошо сочетается с современными технологиями микро– и наноэлектроники и, кроме того, обладает люминесцентными свойствами в видимом диапазоне.

Основным компонентом химического сенсора является селективный слой, реагирующий на те или иные молекулы. Чувствительность этого слоя в полупроводниковых химических сенсорах в большей мере зависит от микроструктуры, электросопротивления сенсорного материала, механизма токопереноса носителей заряда [1, 2]. Перечисленными параметрами достаточно просто управлять в пористом кремнии.

Слои пористого кремния получают электрохимической обработкой пластин монокристаллического кремния в растворах плавиковой кислоты. И далее отделяют их от кремниевых подложек различными методами [3], получая сквозные мембраны.

Однако существует определенная технологическая трудность отделения пористых кремниевых пленок от подложек различного исходного кремния.

Нами были опробованы все описанные способы отделения слоя ПК от кремневой подложки. Пленка либо не отделялась, либо крошилась, что затрудняло ее дальнейшее использование.

В настоящей работе описан один из способов отделения пористых пленок от подложек исходного кремния и исследована структура их внутренних и наружных поверхностей.

#### Методика эксперимента

В качестве исходного материала использовались полированные с обеих сторон пластины монокристаллического кремния р-типа с удельным сопротивлением  $\rho = 0.01 \,\Omega \cdot \text{сm}$ и  $\rho = 6 \,\Omega \cdot \text{сm}$ , выращенные методом Чохральского, кристаллографической ориентации (100). Пористые слои формировались в двухкамерной фторопластовой ячейке одновременно с двух сторон исходной кремниевой пластины при подаче положительного потенциала на образец (рис. 1). В качестве электролита использовался водный раствор концентрированной плавиковой кислоты (в соотношении 1:1), так как он обеспечивает получение образцов с хорошей воспроизводимостью и равномерностью распределения пор [4]. Эксперимент проводился в два этапа.

На первом этапе формировались слои пористого кремния с двух сторон исходной кремниевой пластины. Для получения пор диаметром менее 1um плотность тока составляла 5–10 mA/cm<sup>2</sup>, время анодирования – 60–145 min. Травление производилось при комнатной температуре без освещения.

На втором этапе осуществлялось отделение сформированных пористых слоев от исходной пластины. Для этого использованный электролит заменялся на свежий раствор плавиковой кислоты того же состава.



Рис. 1. Сечение ячейки для получения пористых кремниевых слоев с двух сторон: 1 – никелевые катоды, 2 – пластина исходного кремния, 3 – алюминиевый омический контакт, 4 – электролит

Плотность тока увеличивалась примерно в четыре раза, и время анодирования составляло 15–30 min.

Контроль структуры пористых слоев производился на растровом электронном микроскопе ТМ-1000. Толщина слоев измерялась с помощью интерферометра.

## Полученные результаты и их обсуждение

Толщина пленок, отделенных с обеих сторон исходной кремниевой пластины, была одинакова и составляла в зависимости от плотности тока и времени процесса анодирования величину от 50 до 80 µm. Типичная структура пленок представлена на микрофотографии скола (рис. 2).

На рис. 3 представлено обозначение поверхностей кремниевых пористых пленок, отделенных от исходных подложек. Структура наружных (А) и внутренних поверхностей (В) свободных от исходной подложки пленок (рис. 4, *a*, *б*) не одинакова.

На поверхности A (рис. 4, *a*) наблюдаются равномерно распределенные поры примерно одинакового размера для всех плотностей используемого тока. Размер этих пор не превышал 1 µm.



Рис. 2. Микрофотография скола образца пористой пленки



Рис. 3. Схема отделения пористых пленок от исходной кремниевой подложки: 1 – исходный образец, 2 – пористые пленки (А и В соответственно внешние и внутренние стороны пористых пленок)



Рис. 4. Микрофотографии поверхности пористого кремния: *а* – сторона А; *б* – сторона В (1 – островки, 2 – канавки)

На поверхности В пористой пленки четко просматриваются канавки, разделенные достаточно большими (десятки микрон) островками (рис. 4, б). При этом канавки и островки оказываются пронизанными нанометровыми порами. Размер перегородок между порами приблизительно равен диаметру пор.

На обеих поверхностях пластины исходного кремния в местах отделения пористых пленок также формировалась неоднородная структура в виде бороздок с поперечными размерами в десятки микрон. На этих бороздках поры «прорастали» в исходный образец.

Аналогичную структуру поверхности пористых слоев, полученных на кремнии ртипа с  $\rho = 10 \,\Omega$ ·ст в водно-спиртовых растворах плавиковой кислоты в определенных диапазонах плотностей тока и временах процесса анодирования, фиксировали авторы работы [5]. Появление островков они связывали с наличием воды в электролите, незначительными по величине плотностью тока и временем травления. С увеличением этих параметров островки исчезали, и появлялся однородный слой, целиком пронизанный макропорами. Наши попытки увеличить на втором этапе травления плотность тока и (или) время анодирования приводили к полному разрушению пленки (раскрашиванию) или отслаиванию кусочками.

#### Заключение

Таким образом, разработан один из способов формирования и отделения пористых кремниевых пленок от исходных пластин монокристаллического кремния (100) р-типа одновременно с двух его сторон. Получение толстых и прочных пористых свободных пленок мы связываем с проведением процесса анодирования в две стадии. На первой стадии при малых плотностях тока и длительном процессе анодирования формируется наноразмерная структура толстых пористых слоев. На второй стадии осуществляется «мягкий» переход к процессу электрополировки, заключающийся в проведении процесса анодирования в свежем электролите при увеличенных в 4 раза плотностях тока и времени 15–30 min. При этом пористые слои отделяются от исходных подложек в виде свободных пленок. Образуемые островки на внутренних поверхностях свободных пленок являются ребрами жесткости, которые не позволяют пленке разрушаться при ее отделении от подложки.

Авторы благодарят за получение РЭМ микрофотографий инженера Центра коллективного пользования СФУ Кожурина А.Н.

Работа выполнена по тематическому плану (тема № П6) и программе развития ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет».

## Список литературы

1. Волькейштейн, Ф.Ф. Физико-химия поверхности полупроводников [Текст] / Ф.Ф. Волькейштйен. – М.: Наука, 1973 – 399 с.

2. Горячев Д.Н. Свободные люминесцирующие слои пористого кремния [Текст] / Д.Н. Горячев, Л.В. Беляков // Физика и техника полупроводников. – 2010. – № 12. – С. 1636–1639.

3. Гаврилов С.А. Изменение механизма формирования слоев пористого кремния при анодной поляризации [Текст] / С.А. Гаврилов, В.А. Караванский, И.Н. Сорокин, Н.Н. Мельник // Электрохимия. – 2009. – № 9. – С. 364–369.

4. Буллах Б.М. Взаимосвязь морфологии пористого кремния с особенностями спектров комбинационного рассеяния света [Текст] / Б.М. Буллах, Н.Е. Корсунская // Физика и техника полупроводников. – 2002. – № 5. – С. 587–592.

# ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК БОРТОВОГО УСТРОЙСТВА СВЕТОМАРКИРОВКИ

А. С. Побызаков, Ю. В. Коловский, L. Karpov<sup>\*</sup>(научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 <sup>\*</sup>Xidex Corporation 8906 Wall St.,Austin TX 78754,USA E-mail: Artempas-87@mail.ru

В статье обсуждаются факторы, определяющие энергетические характеристики светомаркирующего устройства входящего в состав бортового фотограмметрического комплекса средств контроля изменения формы и ориентации крупногабаритных, трансформируемых конструкций космического аппарата (СКИФ КА), при условии, что оптический тракт комплекса подвергается воздействию излучения Солнца.

При выполнения фотограмметрических измерений изображение объекта контроля регистрируется фотокамерами. Для повышения точности контроля формы поверхности объекта, используются различные методы нанесения специальных маркеров. Наиболее простой и эффективной является светомаркировка. Для нанесения маркеров на поверхность КА, требуется мощное светомаркирующее устройство, способное формировать различимые фотокамерой световые маркеры на фоне внешней освещенности создаваемой Солнцем.

Моделирование бортового устройства светомаркировки проводится с целью получения предварительных оценок значений: оптических, механических, тепловых, электрических и др. параметров. Основной задачей является моделирование оптических характеристик устройства, так как именно они определяет как электрическую схему устройства, так и тепловую модель. Для моделирования необходимо определиться с граничными условиями модели. Поэтому составим простую модель оптической части устройства. Весь оптический тракт можно разбить на четыре основные части рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема оптического тракта

К выходным параметрам относится световая мощность устройства, которая зависит от:

- яркости маркеров, которая зависит от параметров внешней освещенности.

- структуры и размера маркеров.

Рассмотрим характеристики Солнца, создающего внешнюю освещенность КА. Излучение Солнца характеризуется следующими основными величинами:

- сила света 2,84 \*10<sup>27</sup> кд;

- освещенность, создаваемая Солнцем вне атмосферы Земли на среднем расстоянии Земли от Солнца,  $E_0 = 127000 \ \pi \kappa$ ;

- солнечная постоянная (полная мощность излучения, которое падает на площадку единичной площади, помещенную вне атмосферы Земли на среднем расстоянии Земли от Солнца) 1373  $\frac{Bm}{m^2}$ .

Рассмотрим спектральный состав солнечного излучения, для определения частот наиболее выгодных (с энергетической точки зрения) для формирования маркеров. Большая часть солнечного света испускается с поверхности фотосферы в виде непрерывного

спектра, на который накладываются фраунгоферовы линии поглощения. Свет возникает глубоко внутри Солнца в виде рентгеновских фотонов высокой энергии, которые, преодолевая путь от глубоких слоев до солнечной атмосферы, в процессе многократного энергообмена, путем излучения и поглощения в большом диапазоне частот порождают непрерывный спектр излучения.

На непрерывный спектр накладываются десятки тысяч фраунгоферовых линий поглощения, большинство из них образуются в хромосфере и в верхних слоях фотосферы. Линии поглощения заметно изменяют распределение энергии в спектре солнечного излучения.

На рис. 2 приводится спектр распределения энергии излучения Солнца за пределами земной атмосферы. Спектр излучения Солнца, особенно в инфракрасной области, как это видно из рисунка, примерно совпадает с излучением абсолютно черного тела при 6000 К [1].



Рис. 2. Спектр излучения Солнца за пределами Земной атмосферы. Пунктирная линия – излучение абсолютно черного тела при 6000 К

Распределение солнечной энергии в оптической области спектра можно оценить, на основании закона Стефана–Больцмана, учитывая освещенность единичной поверхности абсолютно черного тела. При температуре 6000 °К, используя выражение для спектральной освещенности:

$$E(\lambda) = E_0 \times \frac{\left(\frac{2\pi hc^2}{\lambda^5} \times \frac{1}{e^{\frac{hc}{kT\lambda}} - 1}\right) \partial \lambda}{\int\limits_{\lambda_0}^{\lambda_1} \left(\frac{2\pi hc^2}{\lambda^5} \times \frac{1}{e^{\frac{hc}{kT\lambda}} - 1}\right) \partial \lambda},$$
(1)

где  $\lambda_0$ ,  $\lambda_1$  – начало и конец оптического диапазона спектра; h – постоянная Планка; k – постоянная Больцмана; c – скорость света; температуру Солнца считаем постоянной T-const.

Для расчета энергетики светомаркирующего устройства, необходимо определиться с размерами маркеров наносимых на рефлектор сетчатых зеркальных антенн. Размеры маркеров зависят как от способа светомаркировки, так и от характеристик матрицы фотоаппарата. Рассмотрим влияние характеристик матрицы фотоаппарата на размеры наносимых маркеров, для расчета будем считать матрицу в 1 Мріх. И определим площадь, приходящуюся на 1 ріх, при фотографировании эллипса с осями 14 и 12 м (рис. 3).



Рис. 3. Определение площади приходящейся на один пиксель

При фотографировании эллипса площадью матрица фотоаппарата зафиксирует прямоугольник с размерами сторон 14×12 м, общей площадью 168 м<sup>2</sup>. Тогда на один пиксель приходится 168 мм<sup>2</sup>, отсюда следует, что площадь маркера должна быть не меньше чем, площадь приходящаяся на один пиксель. Будем формировать квадратные маркеры со стороной 1,4 см по сетке с шагом 10 см.

Для покрытия площади рефлектора маркерами необходимо сформировать 12800 маркеров общей площадью 2,5 м<sup>2</sup>. Отсюда определим граничные условия по световому потоку для светомаркирующего устройства. Общий световой поток устройства должен быть не менее, чем 317,5 кЛм для источника света со сплошным оптическим спектром и световой температурой 6000 К. Если используется источник света с узким диапазоном длин волн (светодиоды), то общий поток резко снижается, так для светодиодов с диапазоном длин волн от 520 до 525 нм общий поток составляет не менее 5,8 кЛм.

Данная задача является комплексной и решается при некоторых допущениях, но она позволяет определиться с характеристиками светомаркирующего устройства. Очевидно, что устройство должно работать в узком диапазоне длин волн, в качестве источника световой энергии должны использоваться светодиоды в импульсном режиме.

Если с выходными параметрами устройства светомаркировки мы определились, то чтобы определить параметры источника света необходимо определиться с характеристиками оптической системы, КПД которой также влияет на мощность источника света.

Структурировать свет можно различными способами: ЖК матрицы, дифракционные решетки, матрицы микрозеркал. У всех у них есть свои достоинства и недостатки. У ЖК матрицы КПД не превышает 45 % из-за использования поляризаторов, к тому же во многих конструкциях ЖК мониторов используются микролинзовые растры, из-за чего свет проходящий через такую матрицу выходит в рассеянном виде, что опять же требует применения оптики для фокусировки изображения.

Дифракционные решетки способны структурировать свет, но требуют применения когерентного источника света. Но мощные лазеры имеют большие размеры и достаточно дорого стоят.

Матрица микрозеркал имеет достаточно высокий КПД порядка 70–80 %, но требуют высокого качества света падающего на матрицу, но в отличии от предыдущих двух способов светомаркировки матрица обладает высоким КПД. Поэтому в качестве элемента структурирования света необходимо использовать матрицу микрозеркал.

Определим, ориентировочное, КПД при выравнивании светового потока от источника света с геометрическими размерами 0,5×0,5 мм и с ламбертовским распределением энергии. Данное моделирование проводилось для оценки КПД при выравнивании фронта волны. На рис. 4 приведены характеристики выровненного света на расстоянии 500 мм. При перемещении экрана от 100 мм до 500 мм было определенно, что световой поток выровнен не полностью плоский угол расхождения составляет 1°, и из общего потока в 1000 Лм до экрана доходит 526 Лм, что составляет порядка 50%.



Рис. 4. Расстояние до экрана 500 мм, общий поток 1000 Лм

Зная КПД каждой части оптического тракта и выходные характеристики устройства, можно рассчитать минимальное значение всего потока для источника света рис. 5.



Рис. 5. Характеристики оптического тракта

Таким образом, в качестве источника света должны использоваться светодиоды (светодиодные матрицы) с общим световым потоком порядка 16 кЛм для 520–525 нм. А при нынешнем развитии светодиодов, 10 ваттные светодиоды способны обеспечить световой поток в 1 кЛм при нормальных режимах работы. Т. е. для обеспечения заданных выходных параметров необходимо не менее 16 светодиодов.

### Список литературы

 Григорьева И. Г., Мейлихова Е. З. Физические величины: справочник. – М.: Энергоатом, 1991. – 280 с.

 Алямовский А. А., SolidWorks. Компьютерное моделирование в инженерной практике. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 800 с. ил.

3. Шуберт Ф., Светодиоды / пер. с англ. под ред. А. Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с. ил.

# ДИСПЕРСИЯ ЁМКОСТИ В ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ НИЗКОРАЗМЕРНОЙ СРЕДЕ

## С. А. Подорожняк, В. И. Устинов, Г. Н. Шелованова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: srodinger@mail.ru

Пористые модификации полупроводников, открытые более полувека назад, в настоящий момент признаны перспективными материалами для микро- и наноэлектроники. Основным способом получения пористых полупроводников считается электрохимическое травление в растворах кислот.

Для диагностики пористости низкоразмерных полупроводниковых слоёв применяют: методы высокоразрешающей микроскопии, гравиметрический метод (взвешивание) и его вариации, лазерно-ультразвуковые методы [1], рентгеновские методы [2], методы, основанные на диффузии газа сквозь пористую матрицу, методы, основанные на заполнении пор жидкостью и др.

Для диагностики низкоразмерных сред этими методами или требуется сложное/дорогостоящее оборудование, или проведение трудоёмких технологических операций.

В работе проводится исследование дисперсии ёмкости в низкоразмерных полупроводниковых средах и выдвигается идея о возможности их диагностики на основе полученных данных.

Измерение ёмкости проводилось в полупроводниковых средах, полученных на подложках монокристаллических кремния, арсенида галлия и фосфида индия. Перед формированием все подложки очищаются в толуоле и изопропаноле, после чего промываются в дистиллированной воде.

Образцы пористого фосфида индия получены методом анодного травления на подложке ориентации (111) с концентрацией легирующей примеси  $n = 2 \cdot 10^{18}$  см<sup>-3</sup>. В качестве электролита использовался пятипроцентный раствор HCl. Процесс травления осуществляли в электролитической ячейке с платиновым катодом. Эксперимент проводится при комнатной температуре в темноте. Плотность тока при формировании была задана на

уровне порядка 20–35  $\frac{MA}{cM^2}$ , при времени травления 10 минут.

Образцы пористого кремния получены методом анодного травления на подложке ориентации (100) с концентрацией легирующей примеси  $p = 7 \cdot 10^{16}$  см<sup>-3</sup>. В качестве электролита использовалась смесь пятидесятипроцентного водного раствора HF и этанола. Процесс травления осуществляли в электролитической ячейке с платиновым катодом. Эксперимент проводится при комнатной температуре и рассеянном дневном свете. Плот-

ность тока при формировании была задана на уровне порядка 10–20  $\frac{MA}{cM^2}$ , при времени

травления 20 минут.

Образцы пористого арсенида галлия получены методом анодного травления на подложке ориентации (100) с концентрацией легирующей примеси  $n = 8 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup>. В качестве электролита использовалась 25 % водный раствор НF. Процесс травления осуществляли в электролитической ячейке с платиновым катодом. Эксперимент проводится при комнатной температуре и рассеянном дневном свете. Плотность тока при формировании была

задана на уровне порядка 10–20  $\frac{MA}{cM^2}$ , при времени травления 20 минут.

Для всех образцов массовый показатель пористости составил величину в пределах 35–50 %.

Оценка ёмкости среды производится через измерение ёмкости структуры, представленной на рис. 1.



Рис. 1. Структура исследуемой конденсаторной структуры: 1 – металлические обкладки конденсатора, 2 – монолитный полупроводник с известной диэлектрической проницаемостью, 3 – исследуемая пористая матрица

Определение дисперсии будет проводиться известным методом вариации реактивной проводимости.

Сначала исследуемая ёмкость не подключена.Контур вводится в состояние резонанса и проводится замер резонансной частоты. Затем подключается исследуемая емкость, и контур вновь настраивается в резонанс. По изменению резонансной частоты можно оценить добавочную ёмкость, введённую в контур, то есть ёмкость исследуемого конденсатора. Особенностью исследуемой конденсаторной структуры является то, что диэлектрический слой (пористый полупроводник) занимает часть полной толщины межэлектродной среды, что следует учитывать при обработке экспериментальных результатов исследования величины и дисперсии диэлектрической проницаемости.

Важнейшим моментом в обработке результатов является отделение ёмкости пористого слоя от ёмкости монолитного полупроводника подложки.

Общая измеряемая ёмкость исследуемой структуры определяется соотношением:

$$C_{\text{общ}} = \frac{\varepsilon_{\text{общ}} \cdot S}{d_{\text{подл}}},\tag{1}$$

где  $\varepsilon_{\rm oбщ}$  – общая абсолютная диэлектрическая проницаемость среды пористый полупроводник, *S* – площадь перекрытия металлических обкладок конденсатора,  $d_{\rm подл}$  – общая толщина подложки, она же расстояние между обкладками.

Для удобства расчётов выделим общую диэлектрическую проницаемость из общей ёмкости:

$$\varepsilon_{\text{общ}} = \frac{c_{\text{общ}} \cdot d_{\text{подл}}}{s}.$$
(2)

Общая ёмкость также может быть представлена (при условии, что вся исследуемая площадь покрыта пористым слоем, однородным по толщине) в следующем виде, как последовательное соединение конденсаторов:

$$C_{\text{общ}} = \frac{C_{\text{ИОН}} \cdot C_{\text{пор}}}{C_{\text{ИОH}} + C_{\text{пор}}},\tag{3}$$

где  $C_{\text{мон}}$  – ёмкость, вносимая монокристаллической подложкой,  $C_{\text{пор}}$  – исследуемая ёмкость пористого слоя, определяемые следующими соотношениями:

$$C_{\rm MOH} = \frac{\varepsilon_{\rm MOH} \cdot S}{d_{\rm MOH}},\tag{4}$$

$$C_{\rm nop} = \frac{\varepsilon_{\rm nop} \cdot S}{d_{\rm nop}},\tag{5}$$

где  $\varepsilon_{\text{мон}}$  – известная абсолютная диэлектрическая проницаемость монокристаллического полупроводника;  $d_{\text{мон}}$  – толщина монокристаллического слоя;  $d_{\text{пор}}$  – толщина пористого слоя;  $\varepsilon_{\text{пор}}$  – исследуемая абсолютная диэлектрическая проницаемость пористого слоя.

Стоит отметить, что  $d_{\text{мон}}$  и  $d_{\text{пор}}$  связаны соотношением:

$$d_{\rm MOH} + d_{\rm nop} = d_{\rm nog,n} \,. \tag{6}$$

Таким образом, объединяя формулы (1–6) получаем выражение для диэлектрической проницаемости пористого слоя:

$$\varepsilon_{\rm nop} = \frac{\varepsilon_{\rm MOH} \cdot C_{\rm obm} \cdot d_{\rm nop}}{\varepsilon_{\rm MOH} \cdot S - C_{\rm obm} \cdot (d_{\rm nogn} - d_{\rm nop})}.$$
(7)

В выражении (7) для определения пористости измеряемыми параметрами являются общая ёмкость  $C_{\text{общ}}$  и толщина пористого слоя  $d_{\text{пор.}}$  Для получения дисперсии диэлектрической проницаемости поставим измеряемую ёмкость в зависимость от частоты и снимем частотную зависимость:

$$\varepsilon_{\text{nop}}(f) = \frac{\varepsilon_{\text{MOH}} \cdot c_{\text{obm}}(f) \cdot d_{\text{nop}}}{\varepsilon_{\text{MOH}} \cdot S - c_{\text{obm}}(f) \cdot (d_{\text{nop}} - d_{\text{nop}})}.$$
(8)

После определения абсолютной диэлектрической проницаемости пористых слоёв для удобства представления вычислялась их относительная диэлектрическую проницаемость.

Для исследованных образцов были получены следующие характеристики дисперсии относительной диэлектрической проницаемости (рис. 2).



Рис. 2. Характеристики дисперсии относительной диэлектрической проницаемости

Как видно из графиков, для всех полупроводниковых пористых сред наблюдается снижение диэлектрической проницаемости с частотой, а также её значительное уменьшение по сравнению с монокристаллическими полупроводниками (12,5 для InP, 12 для Si, 12,9 для GaAs). Такое уменьшение связано в первую очередь с показателем пористости слоёв.

Если рассматривать пористый полупроводник как среду, содержащую низкоразмерные проводящие объекты, то электрическая ёмкость должна испытывать дисперсию в зависимости от соотношения между размерами нанопроводников и радиусами экранирования [3]. Таким образом, исследование и анализ дисперсии и величины ёмкости (диэлектрической проницаемости) пористых полупроводников позволяет диагностировать низкоразмерную среду.

Неоспоримые достоинства предполагаемого метода:

- экспрессность;

- неразрушаемость среды.

#### Список литературы

1. Жаркий, С. М. Исследование слоёв пористого кремния лазерным ультразвуковым методом [Текст] / С. М. Жаркий, А. А. Карубутов, И. М. Пеливанов, Н. Б. Подымова, В. Ю. Тимошенко // Физика и техника полупроводников – 2003. – № 4. – С. 485–489.

2. Ратников В. В. Определение пористости синтетических опалов и пористого кремния рентгеновским методом [Текст] / В.В. Ратников // Физика твёрдого тела. – 1997. – № 5. – С. 956–958.

3. Аверкиев Н. С. Контактные явления в квантовых нитях и пористом кремнии [Текст] / Н. С. Аверкиев, А. Я. Шик // Физика и техника полупроводников. – 1996. – № 2. – С. 199–207.

## ВЛИЯНИЕ ТОЛЩИНЫ ФОТОАКТИВНОГО СЛОЯ НА ПАРАМЕТРЫ ОКСИДНОЙ СОЛНЕЧНОЙ ЯЧЕЙКИ

А. В. Попов, Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: status-kvo@mail.ru

Пленки TiO<sub>2</sub> различной толщины (300–600 нм) были нанесены на проводящее стекло, изготовленное предварительным нанесением пленки оксида индия-олова (ITO) и были исследованы в составе солнечных элементов. Исследована микроструктура и фазовый состав полученных пленок. В результате было показано, что пленки TiO<sub>2</sub>, полученные экстракционно-пиролитическим методом, обеспечивают коэффициент преобразования около 0,5 %. Увеличение толщины фотоактивного слоя посредством нанесения пасты диоксида титана позволило повысить КПД ячейки до 4,5 %.

То, что свет может стать источником электричества, впервые увидел французский естествоиспытатель Александр Эдмон Беккерель в 1839 году. Нобелевскую премию 1921 года получил «отец» теории относительности Эйнштейн за работы, посвящённые именно фотоэффекту. Появление полупроводников привело к рождению кремниевого фотоэлемента. В зоне p–n перехода при освещении фотоэлемента возникает разность потенциалов около 0,5 В, что и используют при создании солнечных батарей. Объединяя фотоэлементы в модули, получают солнечные батареи с разным напряжением, достигающим порой нескольких сотен вольт.

Одна из важнейших характеристик фотоэлемента – коэффициент полезного действия. КПД первого фотоэлемента составлял всего 1 %, и даже на экваторе с одного квадратного метра можно было снять не более 10 Вт·ч. КПД фотоэлементов, разработанных к запуску первых спутников, был уже 5–6 %. Современные серийные фотоэлементы имеют КПД 14 %. Но это не предел: японская компания Mitsubishi Electric в 2007 году сообщила, что им удалось достичь показателя 18,6 % для фотоэлементов на базе поликристаллического кремния. А использование многослойных элементов позволило американским исследователям центра Boeng-Spectrolab получить опытные образцы с КПД более 40 %. Для сравнения напомним, что КПД автомобильного двигателя составляет в среднем 23 %, лишь в отдельных случаях достигая 35 %.

Для массового производства и обеспечения быстрого развития солнечной энергетики необходимо снизить стоимость материалов для солнечных ячеек. Несмотря на значительное развитие в последние десятилетия, высокая стоимость солнечных элементов остается сдерживающим фактором для осуществления солнечной энергии в больших масштабах. Большое разнообразие фотоактивных материалов на основе кремния – кремний монокристаллический, поликристаллический, гидрогенизированный, аморфный – не решает проблему снижения стоимости солнечных ячеек. Альтернативой дорогостоящим кремниевым солнечным элементам являются оксидные солнечные элементы, сенсибилизированные красителем (DSSC).

Работы Фогеля в Берлине после 1873 можно считать первым значительным вкладом в изучение сенсибилизированных красителем полупроводников, где эмульсия галогенида серебра сенсибилизировалась красителями для изготовления черно-белые фотопленки (подробнее в McEvoy & Gratzel 1994). Использование сенсибилизационных красителей в фотоэлементах считалось, однако, довольно неперспективным до прорыва в начале 1990-х в лаборатории Photonics and Interfaces в EPFL Швейцарии. При удачном сочетании наноструктурированных электродов и красителей с эффективной инжекцией заряда профессор Gratzel и его сотрудники разработали солнечные элементы с КПД преобразования энергии более 7 % в 1991 (O'Regan & Gratzel) и 10 % в 1993 (Nazeeruddin и др.).

Основным фотоактивным материалом в оксидной солнечной ячейке является диоксид титана, нанесенный в виде толстой пленки на проводящее стекло, то есть стекло, покрытое пленкой оксида индия-олова (ITO). Чтобы сделать высокой производительности DSSCs, важна большая площадь поверхности наноструктуры TiO<sub>2</sub> слоя, потому что это позволяет адсорбировать достаточно большое количество молекул красителя, необходимых для эффективного преобразования света.

Для уменьшения реакции фотопроизведенных электронов с три-йодидом в электролите и гарантии хорошей электрической проводимости требуются хорошие связи между зернами TiO<sub>2</sub> и высокая адгезия к ITO. Поэтому, оптимизация морфологии слоя TiO<sub>2</sub> согласно упомянутым выше требованиям является предпосылкой для реализации высокой производительности DSSCs.

Предложена трехмерная структура фотоанода оксидной солнечной ячейки, которая включает три слоя TiO<sub>2</sub>, а именно:

- компактный слой (пленка TiO<sub>2</sub>);

- мезопористый слой (порошок TiO<sub>2</sub>, нанесенный методом экранной печати);

- рассеивающий слой.

Тонкая пленка TiO<sub>2</sub> (компакстный слой) был нанесен с использованием экстракционно-пиролитического метода. Проведены исследования по определению влияния толщины этого слоя на величину фототока короткого замыкания. В литературе не встречалось данных по исследованию компактного слоя TiO2. Поэтому полученный результат представляет научную и практическую значимость для создания эффективных солнечных ячеек.

Методы изготовления TiO<sub>2</sub> пленки – это очень важный аспект в производстве высокоэффективных DSC. Существует целый ряд методов по нанесению диоксида титана на инертные носители, таких как молекулярное наслаивание (MH), пропитка, осаждение из газовой фазы, гидролиз. Для получения TiO<sub>2</sub> пленки использует методы трафаретной печати для нанокристаллических и субмикронных кристаллических TiO<sub>2</sub> слоев пленки, а также химического осаждения из ванны для обработки TiCl<sub>4</sub>. В методе трафаретной печати используются специально приготовленные пасты диоксида титана. Для получения тонких пленок TiO<sub>2</sub>, также используются термическое или анодное окисления Ti, погружением или вращением покрытия и были использован CVD метод, а также спрей-пиролиз и аэрозольный пиролиз (AP), используя различные MOC предшественники, такие как Tiэтоксид, Ti-изопропоксид, бис-(2,4-пентанедионата (pentanedionato) оксид титана, Ti-окси ацетилацетоната и диизопропокси-титан-бис-ацетилацетоната.

Полученные экстракционно-пиролитчиеским методом пленки  $TiO_2$  были исследованы методом атомно-силовой микроскопии (рис. 1). Пленка  $TiO_2$  30 слоев (900 нм) состоит из крупных агрегатов до 2 мкм в диаметре и 500–700 мкм высотой и отдельных крупных частиц до 200 нм в диаметре. Пленка  $TiO_2$  40 слоев (1200 нм) имеет пористую морфологию и представлена крупными агрегатами частиц с шероховатостью 600 нм.



Рис. 1. Поверхность ТіО2 1х1 мкм, толщиной 1200 нм

Согласно литературным данным, фототок возрастает при увеличении толщины пленки, когда используется метод экранной печати для нанесения порошка  $TiO_2$ . Мезопористый слой диоксида титана был получен посредством нанесения пасты, содержащей коммерческий порошок  $TiO_2$  в связующем, в качестве которого использовался экстракт титана (карбоксилат титана). Полученная вязкая масса была нанесена на пленку  $TiO_2$  стеклянной палочкой и отожжена при температуре 450 °C в течение 30 минут. После отжига экстракта титана сформировал наночастицы  $TiO_2$ , которые способствовали созданию мезопористой структуры слоя. Соотношение макро и мезопор, которое регулируется соотношением порошка  $TiO_2$  и экстракта, будет исследовано далее. Отожженный слой имел низкую адгезию, поэтому излишки  $TiO_2$  были удалены и для солнечной ячейки был использован только адгезированный слой, толщина которого составляла примерно 6–10 мкм.

Измерение характеристик, таких как ток короткого замыкания, фото ЭДС холостого хода, расчет КПД осуществлюсь с использованием микроамперметра, миливольтметра и галогеновой лампы для симуляции солнечного излучения.

Таблица 1

| N₂ | Количество слоев                       | I <sub>кз осв</sub> , мкА | I <sub>кз тен</sub> , мкА | U <sub>XX осв</sub> , мВ | U <sub>хх тен</sub> , мВ | КПД, % |
|----|--|---------------------------|---------------------------|--------------------------|--------------------------|--------|
| 1  | 10                                     | 1                         | 0,02                      | 200                      | 70                       | 0,5    |
| 2  | 20                                     | 0,5                       | 0,08                      | 150                      | 20                       | 0,25   |
| 3  | 30                                     | 0,28                      | 0,04                      | 130                      | 40                       | 0,12   |
| 4  | 40                                     | 0,76                      | 0,06                      | 300                      | 2                        | 0,4    |
| 5  | 10 сл. Пленка + паста TiO <sub>2</sub> | 9,0                       | -                         | 0,6                      | -                        | 4,5    |

Результаты фотовольтаических измерений солнечной ячейки с пленками TiO<sub>2</sub> различной толщины

где  $I_{k3 \text{ осв}}$  – ток короткого замыкания при освещении лампой;  $I_{k3 \text{ тен}}$  – ток короткого замыкания без освещения (теневой);  $U_{xx \text{ осв}}$  – напряжение холостого хода при освещении лампой;  $U_{xx \text{ тен}}$  – напряжение холостого хода без освещения (теневое); КПД – коэффициент полезного действия.

Толщина одного слоя пленки, оцененная предварительно по расчетам расклинивающего давления смачивающей пленки, составила 30 нм. Поэтому, 10-слойная пленка имела толщину 300 нм, 20-слойная – 600 нм, и т.д.

На основании проведенных измерений установлено, что максимальный ток короткого замыкания получен для компактной тонкой пленки TiO<sub>2</sub> толщиной 300 нм (табл. 1).

422

# ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА ОКСИДНЫХ ФОТОЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИХ ЯЧЕЕК, СЕНСИБИЛИЗИРОВАННЫХ КРАСИТЕЛЕМ

#### А. В. Рыженков, Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: pat55@mail.ru

В данной статье приведено описание принципа работы перспективного типа фотоэлектрохимических регенеративных элементов – тонкопленочных оксидных ячеек сенсибилизированных красителями. Приведено описание эквивалентной электрической схемы ячейки данного типа. Сделан анализ эквивалентной схемы, на основе которого определены основные пути улучшения параметров тонкопленочной оксидной ячейки.

Фотоэлектрохимические преобразователи световой энергии разделяют на две группы в зависимости от среды, в которой поглощается свет: 1) в растворе – фотогальванические элементы, 2) в полупроводнике – фотовольтаические. Эффективность преобразователей световой энергии 1-й группы мала, доли процента, и они едва ли найдут широкое применение.

Фотовольтаические элементы представляют наибольший интерес. Они бывают двух типов: 1) фотоэлектрохимические элементы (ФЭХЭ) регенеративного типа, 2) фотоэлектролизёры. В фотоэлектрохимических элементах первого типа на обоих электродах ячейки при освещении должны протекать анодные и катодные полуреакции одной обратимой реакции, химический состав раствора ячейки не должен изменяться, единственным результатом поглощения света должно быть протекание тока во внешней цепи. Такой элемент также называют еще «солнечной жидкостной батареей», и подразделяют ещё на два подтипа: 1) фотоанодные и фотокатодные, в зависимости от того какой электрод участвует в поглощении света. В фотоэлектролизёрах наоборот: при освещении на электродах протекают две разные реакции, состав раствора изменяется, энергия света запасается в виде продуктов электролиза [1].

В данной статье речь пойдет о фотоэлектрохимических элементах первого типа, т.е. ячейках регенеративного типа. Разновидностью данных ячеек являются солнечные оксидные элементы, сенсибилизированные органическими или металлорганическим красителями (рис. 1). В англоязычной литературе данный тип фотоэлектрохимических элементов именуется как Dye-Sensitized Solar Cell (аббревиатура DSSC).



Рис. 1. Структура и компоненты тонкопленочной оксидной ячейки сенсибилизированной красителем

Принцип работы оксидных элементов основан на сенсибилизации широкозонного полупроводника молекулами красителя, и электронной кинетике переходных процессов на границах электролит-полупроводник и электролит-катод. Под воздействием светового облучения краситель, переходит в состояние либо синглетного, либо триплетного электронного возбуждения (1). Время жизни этого состояния красителя больше времени, необходимого ему для перехода в термодинамическое равновесие с окружающей средой и на порядок больше времени электронного перехода между частицей красителя и фотоанодом ячейки [2]. Процесс возбуждения органического красителя обусловлен переходом дополнительных возбуждённых электронов с наивысшей занятой молекулярной орбитали (Highest Occupied Molecular Orbital, аббревиатура НОМО), на низшую свободную (вакантную) молекулярную орбиталь (аббревиатура LOMO). Так как энергетический уровень LOMO красителя выше дна зоны проводимости полупроводниковых наночастиц пористого широкозонного полупроводника, возбужденные фотонной адсорбцией электроны, и находящиеся на низшей свободной молекулярной орбитали красителя могут перейти в зону проводимости полупроводника. В этой ситуации становится возможной инжекция электронов в полупроводник из возбужденных молекул красителя (2), которые лишившись электронов, сгенерированных световым излучением, условно приобретают положительный заряд (окисляется), становясь катионами. Поверхность мезопористрого полупроводникового слоя играет роль гасителя, принимающего электрон от возбужденной молекулы. За счёт существования электрического поля в области пространственного заряда на границе раздела фаз полупроводник – электролит, инжектированные электроны переносятся от поверхности полупроводниковых частиц в глубь полупроводниковой пленки фотоанода, делая межфазный электронный переход необратимым [3]. Для нормального функционирования фотоэлектрохимической ячейки сенсибилизированной красителем требуется наличие электролита, в состав которого обязательно должен входить быстрый окислительно-восстановительный ионный комплекс (так называемый суперсенсибилизатор), способный в ходе гомогенной химической реакции восстановить образовавшуюся на фотоаноде окисленную форму молекул металлогранического или органического красителя. В регенеративной реакции восстановления красителя за счет окисления ионов быстрого редокс комплекса электролита (ионы отдают электроны более положительному окисленному красителю), краситель выступает в роли фотокатализатора (3). Это связано с тем, что окислительно-восстановительный комплекс для правильной работы фотоэлектрохимической ячейки должен быть подобран таким образом, что бы его анионы были не способны самопроизвольно (без участия красителя) окисляться на фотоаноде [4]. Отвод сгенерированной электроэнергии ячейкой в нагрузку осуществляется посредством сформированной на её электродах прозрачной проводящей оксидной пленки.

Основной рабочий регенеративный цикл фотоэлектрохимической ячейки может быть описан элементарными фотохимическими реакциями (рис. 2), подробное рассмотрение которых приводится в работе [6]:

| Фотоанод:       | $D + hv \rightarrow D^*$             | Световая адсорбция       | (1) |
|-----------------|--------------------------------------|--------------------------|-----|
| Краситель:      | $D^* \rightarrow D^+ + e^-(TiO_2)$   | Электронная инжекция     | (2) |
|                 | $2S^+ + 3I^- \rightarrow 2S + I_3^-$ | Восстановление красителя | (3) |
| Катод:          | $I_3^- + 2e^-(Pt) \rightarrow 3I^-$  | Вос-ние редокс комплекса | (4) |
| Ячейка в целом: | $e(Pt) + hv \rightarrow e(TiO_2)$    |                          | (5) |
|                 |                                      |                          |     |

Рекомбинационные реакции вызывающие потери производительности ячейки:

Акцепторная рекомбинация:

| $D^+ + e_{3.\Pi} (TiO_2) \rightarrow S + TiO_2$                            | Обратная инжекция      | (7) |
|--|------------------------|-----|
| $I_3 + 2e_{3.\Pi}$ (TiO <sub>2</sub> ) $\rightarrow$ 3I + TiO <sub>2</sub> | Паразитная регенерация | (8) |

С точки зрения понимания процессов зарядопереноса и преобразования энергии в фотоэлектрохимической системе в режиме рабочего цикла, что в свою очередь способст-

вует эффективному анализу производительности устройства и определению путей её повышения, весьма полезно построение эквивалентной электрической схемы ячейки.



Рис. 2. Рабочий регенеративный цикл фотоэлектрохимической ячейки: 1 – световая адсорбция; 2 – электронная инжекция; 3 – отвод сгенерированной электроэнергии в нагрузку; 4 – восстановление быстрого редокс комплекса электролита на катоде; 5 – восстановление катионов красителя посредством анионов редокс комплекса Г

Электрическая эквивалентная схема может быть построена на основе четырех основных внутренних сопротивлений, существующих между взаимодействующими элементами конструкции ячейки. Первым резистивным сопротивлением ячейки является собственное сопротивление раствора электролита в процессе переноса заряда к катоду, покрытому каталитической пленкой платины или графита, за счет диффузии ионов три-йодида (т.к. в большинстве случаев в качестве быстрой редокс системы используют именно йодидные ионные пары). Это сопротивление обозначим как R1. В качестве второго резистивного сопротивления в эквивалентной электрической схеме выступает сопротивление электрохимических межфазных границ раздела, таких как пористый полупроводник краситель и краситель – электролит, через которые происходит перемещение зарядов в ячейки. Особенность такого рода сопротивления переносу зарядов в ячейки заключается в том, что оно носит диодный характер, так как система сенсибилизированный красителем пористый полупроводник – электролит является своего рода гетеропереходом. На схеме обозначим это межфазовое сопротивление переносу зарядов как R<sub>VD1</sub>. Диффузия Нернста в растворе электролита, задачей которого является формирование регенеративного цикла, вносит третий тип сопротивления переносу заряда через электролит - R3. Отвод сгенерированного тока осуществляется за счет осажденного на стеклянных электродах прозрачного проводящего оксида  $In_{0,1}Sn_{0,9}O_x$  (ITO), который так же имеет резистивное сопротивлении в качестве поверхностного пленочного сопротивления, которое нельзя не принять во внимание – Rh [5].

Сопротивление R<sub>VD1</sub>, приближённо, определяется исходя из формулы идеального диода:

$$\mathbf{R}_{\rm VD1} = \frac{U}{I_0 \left( e^{\left(\frac{qU}{nkT}\right)} - 1 \right)},\tag{9}$$

где q – значение заряда электрона; U – падение напряжения на диоде; n – коэффициент идеальности (имеет без размерное значение от 1-2); k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; I<sub>0</sub> – ток утечки.

Остальные описанные эквивалентные сопротивления с позиции электротехники в ячейке подключены параллельно сопротивлению диода  $R_{VD1}$ , но последовательно друг другу, поэтому их общее сопротивление Rs равно сумме Rh, R1 и R3. Сопротивление эквивалентного конденсатора C1 стремится к бесконечности, что, при его параллельном соединении с R1, делает его влияние на их суммарное сопротивление пренебрежимо малым (т.е.  $1/R1+1/Rc1\sim 1/R1$  при Rc1 $\rightarrow\infty$ ).

Таким образом, в электрическую эквивалентную схему элемента включён параллельно диод с сопротивлением  $R_{VD1}$  и сопротивление Rs (Rs = R1 + R3 + Rh), которое должно быть равно примерно 2,3 Ом×см<sup>2</sup> (для нормально работающего образца при стандартных условиях). Сопротивление шунта Rsh, включено параллельно в схему вместе с ёмкостью C2, а ёмкость C1 – параллельно сопротивлению R1 (рис. 3). Толщина пленки TiO<sub>2</sub> фотоанода влияет в меньшей степени на общее внутреннее сопротивление и для упрощения в схеме не учтено.



Рис. 3. Схема электрическая принципиальная эквивалентная фотоэлектрохимической ячейки сенсибилизированной красителем

Для увеличения КПД ячейки необходимо, что бы последовательные сопротивления элементов были как можно меньше. R1 сильно зависит от шероховатости поверхности слоя каталитического материала (обычно платины или графита) нанесённого на катод. Каталитическая пленка ускоряет на порядки процесс восстановления окисленных ионных пар электролита на катоде. Шероховатость и пористость данного слоя увеличивает так называемый коэффициент фактической поверхности RF (от англ. roughness factor), который определяется отношением эффективной площади псевдопористой поверхности катода к его геометрической площади. Доказано, что при увеличении шероховатости поверхности платиновой плёнки катода на 8,9 %, R1 уменьшается, и, соответственно ток короткого замыкания возрастает на ~10 %, а это повышает КПД ячейки. Сопротивление R3 можно снизить за счет уменьшения расстояния между электродами, т.е. стараться как можно сильнее сблизить фотоанод с катодом. Это позволить уменьшить толщину слоя электролита между ними и, как следствие, отрицательное влияние диффузии Нернста, что на эквивалентной схеме снизит значение сопротивления R3. Сопротивления Rh также может быть потенциально снижено за счет уменьшения удельного поверхностного сопротивления пленки прозрачного проводящего оксида ІТО на электродах. Однако существенное повышение проводимости оксидных пленок ІТО технологическими методами влечет за собой снижение их прозрачности для светового излучения, что понижает интенсивность поглощенного излучения, снижая производительности устройств. Оптимальное сопротивление ITO, на сегодняшний день, составляет 10 Ом/п, при котором его прозрачность для падающего излучения составляет около 80 % видимой области спектра. Благодаря оптимизации толщины электролита между электродами и коэффициент

фактической поверхности RF платиновой пленки катода (с сопротивлением ITO ~10 Ом/□), общее сопротивление Rs удаётся снизить на 21,7 %.

Несмотря на то, что увеличение интенсивности падающего света увеличивает ток короткого замыкания, но фактор заполнения снижается из-за увеличения подвижности ионов и ускорения протекания паразитных и рекомбинационных реакций, что увеличивает в целом Rs. При этом на фоне повышения тока короткого замыкания и снижения фактора заполнения при росте интенсивности облучения, происходит общее снижение КПД преобразования световой энергии в фотоэлектрохимическом элементе. Отрицательно на эффективности преобразования фотоэлектрохимической ячейки сенсибилизированной красителем сказывается ещё ограничения подвижности ионов быстрой редокс системы, и скорости протекания каталитической окислительно-восстановительной реакции на катоде. Следует отметить, что увеличение толщины полупроводникового оксида на фотоаноде увеличивает Rs, так как с толщиной растет вероятность рекомбинации электронов за счет восстановления катионов три-йодида.

#### Список литературы

1. Батенков, В. А. Электрохимия полупроводников: учеб. пособие. Изд. 2-е, допол. – Барнаул: Изд-во Алт. ун-та, 2002. – 162 с.: ил.

2. Балабащук, И. В. Разработка метода исследования фотокаталитической активности твердофазных поверхностей: дис. ... ст. магист. науки и технологии : 12.00.08 : защищена 12.06.10 : утв. 19.10.10 / Балабащук Игорь Владимирович. – Кемерово, 2010. – 63 с.

3. Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / под ред. А.И. Громыко, Г.С. Патрин, отв. за вып. А.А. Левицкий; Сиб. федер. ун-т. – Красноярск, 2010. – 424 с. ISBN 978-5-7638-1940-3.

4. Фотоэлектрохимическое преобразование солнечной энергии. Ю.В. Плесков. – М.: Химия, 1990. – 176 с.

5. Han, L., Koide, N., Chiba, Y., Mitate, T. Modeling of an equivalent circuit for dyesensitized solar cells. / Han, L., Koide, N. // Newroom. 2004. - Appl. Phys. Lett. 84, - p. 2433-2435.

6. Giuseppe Calogero, Gaetano Di Marco, Red Sicilian orange and purple eggplant fruits as natural sensitizers for dye-sensitized solar cells / Giuseppe Calogero, Gaetano Di Marco // Solar Energy Materials & Solar Cells. 2008. – 92. - P. 1341–1346.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ ТОНКИХ ПЛЕНОК ДИОКСИДА ЦИРКОНИЯ И СЛОЖНЫХ ОКСИДОВ НА ОСНОВЕ ZrO<sub>2</sub>

М. А. Костюнина, М. Ю. Абашева, И. А. Митяева, А. Молчанов, Н. Ю. Снежко, Т. А. Енютина (научный руководитель)

> Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: zxcvbnm007@mail.ru

Методика пиролиза органических экстрактов была использована для нанесения тонких пленок ZrO<sub>2</sub> и ZrMgO<sub>3</sub>, ZrNiO<sub>3</sub>, ZrBaO<sub>3</sub> на подложки из стекла. Исследованы зависимости коэффициента теплопроводности тонких пленок от температуры в интервале от 100 до 700 К.

В последние годы интенсивно развивается новое научное направление, связанное с получением и изучением наноматериалов, к которым можно отнести наносистемы на основе тонких неорганических пленок.

Пленки диоксида циркония является широко востребованным материалом благодаря своим уникальным свойствам. Износоустойчивость, коррозионная стойкость и низкая те-

плопроводность  $ZrO_2$  обеспечивает защитные свойства покрытий различных инструментов и деталей. В электронике компоненты из диоксида циркония хорошо зарекомендовали себя благодаря своим ферромагнитным и изолирующим свойствам.  $ZrO_2$  обладает превосходными фрикционными характеристиками при скольжении по стали и применяется как покрытие для подшипников и пар скольжения. Коэффициент трения (0,13-0,15) и срок службы (более, чем 5000 циклов скольжения) являются рекордными для пленок. Оксид циркония – материал с высоким оптическим индексом в покрытиях, и его поглощение низко в широкой области спектра от УФ до середины инфракрасного.

Нанокерамические материалы на основе  $ZrO_2$  обладают уникальным комплексом физико-механических свойств: высокие значения прочности, вязкости разрушения и износостойкости; высокие эксплуатационные свойства в условиях воздействия высоких температур (свыше 1600 °C) и коррозионно-активных сред без значительной деградации механических свойств; способность поглощать и удерживать в поровом пространстве значительное количество активной жидкости. В последние годы диоксид циркония начал широко применяться в волоконной оптике и производстве керамики, используемой в электронике.

Диоксид циркония приобретает свои великолепные свойства только после добавки специальных стабилизаторов, таких как оксиды иттрия или магния. При обжиге образуется мелкокристаллическая структура, которая обеспечивает материалу высокую прочность.

Среди многочисленных исследований керамических материалов на основе  $ZrO_2$  сравнительно мало внимания уделяется изучению теплопроводности тонких пленок, которая является наиболее важной характеристикой материала для практически всех областей применения. Коэффициент теплопроводности (КТ) характеризует количество тепла, проходящее через единицу поверхности при температурном градиенте равном 1. Согласно литературным данным, теплопроводность керамических образцов  $ZrO_2$  ( $\lambda$ ) составляет 1,95 Вт/м•К (100 °C), 2,10 Вт/м•К (600 °C) и 2,44 Вт/м•К (1600 °C) [1]. Для тонких пленок информация отсутствует.

Аналогично практически нет информации о теплопроводности пленок сложнооксидных материалов на основе диоксида циркония. При допировании ZrO<sub>2</sub> оксидом никеля, теплопроводность которого составляет 12,4 Вт/м•К (200 °C) и 4,1 Вт/м•К (1300 °C) следует ожидать изменения общей теплопроводности сложного оксида, тогда как для тонких пленок результат непредсказуем.

Для получения наноструктурных защитных пленок на деталях сложной формы целесообразно использование растворных методов. Покрытие, полученное золь-гель методом, имеет многочисленные дефекты. Качество толстых пленок можно улучшить добавлением полимерной добавки PEG-200 (полиэтиленгликоль) к раствору золь-гель, но при этом повышается пористость пленки. Метод химического пиролиза экстрактов (ЭП) может быть интересной альтернативой для получения неорганических тонких покрытий, поскольку оно сочетает в себе потенциально низкую стоимость установки для нанесения пленок и большие площади осаждения с использованием воздуха в качестве окислительной среды.

В данной работе были получены тонкие пленки  $ZrO_2$ ,  $ZrNiO_3$ ,  $ZrBaO_3$ ,  $ZrMgO_3$  на стеклянных подложках экстракционно-пиролитическим методом и исследована теплопроводность пленок в широком диапазоне рабочих температур (-153 – +377 °C).

Измерение зависимости теплопроводности от температуры проводилось на приборе ИТ- $\lambda$ 400 в лаборатории кристаллографии ИФ СО РАН. Измеритель теплопроводности ИТ- $\lambda$ -400 предназначен для исследования температурной зависимости теплопроводности твердых, механически обрабатываемых материалов в режиме монотонного нагрева. Измеритель рассчитан на проведения массовых теплофизических исследований в лабораторных и заводских условиях. Образцы из стёкол имели диаметр 15±0,3 мм и высоту 2,4±0,3 мм. Температурный диапазон измерений составлял T = 120 ÷ 670 K. Массу образца находили с помощью аналитических весов. Температура измерялась термопарами ХА.

В лаборатории кристаллографии института физики им. Л.В. Киренского СО АН РФ была разработана схема и программа, предусматривающая автоматическую фиксацию показаний термопар и представление результатов опытов в виде графиков зависимости  $T = f(\tau)$ , где  $\tau$  – время, вычисление коэффициента теплопроводности и представление его в таблице. Программа разработана в среде объектно-программированного языка «Delpi».

Теплопроводность обычного стекла при температуре до 100 град С составляет 0,4– 0,82 Вт/(м-К). Проведенные эксперименты показали, что тонкие оксидные пленки повышают теплопроводность стекла. Были проведены исследования теплопроводности стекла с пленками различной толщины на примере ZrNiO<sub>3</sub> 10 сл. (300 нм) и ZrNiO<sub>3</sub> 15 сл. (500 нм) после отжига при одной температуре 450 °C (рис. 1).



Рис. 1. Зависимость коэффициента теплопроводности от температуры для стекла с тонкими пленками ZrNiO<sub>3</sub> 10 сл. (300 нм) и ZrNiO<sub>3</sub> 15 сл. (500 нм) после отжига при одной температуре 450 °C

Теплопроводность пленок  $ZrNiO_3$  в диапазоне температур 100–600 К медленно повышается от 0 до 1,3. Повышение толщины пленки от 300 до 500 нм несколько снижает значение теплопроводности (примерно на 5–10 %).

Исследовано влияние температуры отжига пленки ZrMgO<sub>3</sub> толщиной 300 нм (10 сл) на коэффициент теплопроводности (рис. 2).



Рис. 2. Зависимость коэффициента теплопроводности от температуры для стекла с тонкими пленками ZrMgO<sub>3</sub> толщиной 300 нм (10 сл) после отжига при различных температурах 450 и 600 °C

Теплопроводность пленок ZrMgO<sub>3</sub> в области температур 100–600 К медленно повышается от 0,27 до 1,44 Вт/м К, далее наблюдается резкий рост КТ. После отжига пленки при 600 °C (рис. 2) значения коэффициента теплопроводности (КТ) повышаются. Следовательно кристаллизация пленки из аморфного состояния в кристаллическое повышает КТ.

В работе были исследованы КТ пленок ZrO<sub>2</sub> ZrBaO<sub>3</sub> (рис. 3).



Рис. 3. Зависимость коэффициента теплопроводности от температуры для стекла с тонкими пленками ZrBaO<sub>3</sub> и ZrO<sub>2</sub> толщиной 300 нм

Поскольку диоксид циркония является материалом с минимальной теплопроводностью, то есть является теплозащитным материалом, то и пленки ZrO<sub>2</sub> характеризуются низкими значениями КТ. Введение дополнительных элементов приводит к незначительному росту теплопроводности пленок. Все полученные данные сведены в табл. 1.

| Таблица 1 |  |
|-----------|--|
|-----------|--|

|     | λ                  |        |                    |        |                    |                  |
|-----|--------------------|--------|--------------------|--------|--------------------|------------------|
| +   | ZrNiO <sub>3</sub> |        | ZrMgO <sub>3</sub> |        | ZrBaO <sub>3</sub> | ZrO <sub>2</sub> |
| ι   | 450 °C             | 450 °C | 450 °C             | 600 °C | 450 °C             | 450 °C           |
|     | 10сл               | 15сл   | 10сл               | 10сл   | 10сл               | 10сл             |
| 100 | 0,1                | 0      | 0                  | 0      | 0,2                | 0                |
| 200 | 0,5                | 0,4    | 0,7                | 0,8    | 0,5                | 0,5              |
| 300 | 0,7                | 0,6    | 0,9                | 1,0    | 0,6                | 0,7              |
| 400 | 0,8                | 0,7    | 1                  | 1,1    | 0,9                | 1,0              |
| 500 | 1,1                | 1,0    | 1,4                | 1,5    | 1,1                | 1,3              |
| 600 | 1,4                | 1,3    | 1,7                | 1,8    | 1,6                | 2                |
| 700 | -                  | 4      | -                  | -      | 5,3                | -                |

Коэффициент теплопроводности тонких пленок

В твердых телах кристаллического строение перенос тепла осуществляется упругими колебаниями отдельных атомов. В аморфном состоянии твердое вещество по сравнению с веществом кристаллического строения отличается меньшим коэффициентом теплопроводности, возможно благодаря повышению пористости слоя. Следует ожидать, что коэффициент теплопроводности пористых материалов будет уменьшаться с повышением пористости в связи с захватом воздуха в поры, который имеет низкую теплопроводность.

#### Список литературы

1. Кржижановский Р.Е., Штерн З.Ю. Теплофизические свойства неметаллических материалов. – Л.: Энергия, 1973. – 333 с.

## МОДЕЛЬ ВЕРТИКАЛЬНОГО РОСТА МНОГОСЛОЙНОГО ЗАРОДЫША

В. И. Томилин, Д. В. Туголуков

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: selion 90@mail.ru

В настоящее время наиболее распространенными моделями роста зародыша является куполообразная и плоскостная модели, которые не учитывают вертикального вклада в рост зародыша [1].

Одномерное (вертикальное) разрастание (рис. 1) имеет место, когда размеры критического зародыша отвечают условию

$$r^* << h^*$$
 или  $H >> 1$ , (1)

где  $r^*$  – радиус критического зародыша;  $h^*$  – высота критического зародыша,

$$H \equiv \frac{h^*}{r^*},\tag{2}$$

и по мере роста зародыша сохраняется изначальный критический поперечный размер, то есть

$$r = r^* = \text{const}$$
 или  $\bar{r} = 1$ , (3)

где  $\bar{r}$  – нормированный радиус.



Рис. 1. Схема одномерного (вертикального) роста зародыша закритического радиуса

Условие (1), реализуется при

$$\Delta \sigma \gg \sigma_{\perp},\tag{4}$$

где  $\Delta \sigma$  – избыточное поверхностное натяжение;  $\sigma_{\perp}$  – поверхностное натяжение перпендикулярное подложке.

В этом случае энергетически невыгодно латеральное разрастание. Это обеспечивает выполнение равенства (3), которое приводит к следующему соотношению между поверхностными энергиями вертикально разрастающегося зародыша

$$\Delta G_{\rm s\perp} = 2\Delta G_{\rm s\parallel} \bar{\boldsymbol{h}},\tag{5}$$

где  $\Delta G_{s\perp}$  – поверхностная энергия, связанная с боковой поверхностью зародыша;  $\Delta G_{s\parallel}$  – поверхностная энергия, связанная с верхней и нижней гранями зародыша.

Подстановка равенства (2) в выражение для изобарного потенциала образования многослойного зародыша дает свободную энергию одномерно разрастающегося вертикального зародыша (отмечаемого индексом 1):

$$\Delta G_1(h) = \Delta G^* = \text{const},\tag{6}$$

(7)

где  $\Delta G^*$  – работа образования критического зародыша.

Следовательно, при r = r<sup>\*</sup> увеличение высоты зародыша  $\bar{h}>1$  не приводит к изменению свободной энергии, оставляя ее на вершине барьера зародышеобразования  $\Delta G^*$ , равного:





Рис. 2. Зависимость нормированной свободной энергии зародышеобразования от характерного нормированного размера зародыша для трех вариантов разрастания: одномерное разрастание  $\Delta G_1(\vec{h})$  при  $\vec{r} = 1$ ; двухмерное разрастание  $\Delta G_2(\vec{r})$  при  $\vec{h} = 1$ ; трехмерное разрастание  $\Delta G_3(\vec{r})$  при  $\vec{h} = \vec{r}$ 

На рис. 2 приведен изобарный потенциал зародышеобразования в нормированном виде  $\Delta G/\Delta G^*$  для трех вариантов разрастания зародыша. Кривые построены для объемного (трехмерного) роста при  $\bar{h} = \bar{r}$ , латерального (двухмерного) роста при  $\bar{h} = 1$  и вертикального (одномерного) роста при  $\bar{r} = 1$ . Штрих-пунктирная вертикальная линия соответствует критическому зародышу, слева от которой располагаются докритические зародыши ( $\bar{r} < 1$  и  $\bar{h} < 1$ ), а справа – закритические зародыши ( $\bar{r} > 1$ и  $\bar{h} > 1$ ).

В отличие от двухмерного и трехмерного разрастания, для вертикального роста, как показывает прямая линия  $\Delta G_1(\bar{h})$  на рис. 2, построенная по уравнению (6), нет необходимости в преодолении потенциального барьера  $\Delta G^*$ : необходимо лишь удерживать зародыш на вершине этого барьера. Такая ситуация может реализоваться, во-первых, по механизму полимолекулярной адсорбции БЭТ при низкой поверхностной диффузии, когда падающие из газовой фазы молекулы впрямую питают вертикально растущую грань кристалла. Во-вторых, близкая ситуация возникает при росте так называемых вискеров.

Если при вертикальном росте диффузия по поверхности подложки должна быть пренебрежимо малой, то латеральное разрастание зародыша, наоборот, эффективно развивается за счет диффузионного присоединения адатомов к движущейся ступени.

Понятно, что в реальных условиях должны наблюдаться отклонения от предельных моделей. В первую очередь, это касается модели одномерного разрастания, происходящего при  $r = r^* = \text{const}$  и  $\Delta G_1(\bar{h}) = \Delta G^* = \text{const}$ . Такое состояние является метастабильным. Дейст-
433

вительно, достаточно латерального присоединения нескольких атомов к периферии вертикально растущего зародыша, чтобы обеспечить его скатывание с вершины потенциального барьера  $\Delta G^*$  и переход к комбинированному (вертикально-латеральному) разрастанию.

#### Список литературы

1. А. А. Барыбин, В. И. Томилин, В. И. Шаповалов. Физико-технологические основы макро-, микро-, и наноэлектроники. – М.: Физматлит, 2011.

## МОДЕЛЬ ЛАТЕРАЛЬНОГО РОСТА МНОГОСЛОЙНОГО ЗАРОДЫША

#### В. И. Томилин, А. В. Игнатенко

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: 1970dodge@mail.ru

В настоящее время наиболее распространенными моделями разрастания зародыша является куполообразная и плоскостная модели, которые не учитывают латерального вклада в рост зародыша. Для учета латерального вклада в процесс роста зародыша рассмотрим следующую модель.

Модель многослойного зародыша изображена на рис. 1. Высота зародыша h определяется числом слоев (h = al, l = 1, 2, ...).



Рис. 1. Многослойные зародыши в форме цилиндра, прямоугольного параллелепипеда и гексагональной призмы высотой *h* с характерным размером 2*r* поперечного сечения

Свободная энергия образования многослойного зародыша содержит три вклада: 1. *объемная энергия*  $\Delta G_v$ , вызванная пересыщением  $\Delta g_v$  в системе,

$$\Delta G_{v} = -\Delta g_{v} V_{_{3ap}} = -\alpha \Delta g_{v} r^{2} h; \tag{1}$$

2. поверхностная энергия  $\Delta G_{s/\prime}$ , связанная с верхней и нижней гранями зародыша  $A_{\prime/}$ ,

$$\Delta G_{s/\prime} = \sigma_{12} A_{\prime\prime} + (\sigma_{2n} - \sigma_{1n}) A_{\prime\prime} = \alpha \Delta \sigma r^2; \qquad (2)$$

3. поверхностная энергия  $\Delta G_{s\perp}$ , связанная с боковой поверхностью зародыша  $A_{\perp}$ ,

$$\Delta G_{s\perp} = \sigma_{\perp} A_{\perp} = \beta \sigma_{\perp} rh. \tag{3}$$

Именно поверхностная энергия  $\Delta G_{s\perp}$  оказывает большее влияние на латеральный рост зародыша.

Суммируя равенства (1–3), получаем искомое выражение для изобарного потенциала образования многослойного зародыша:

$$\Delta G(r,h) = -\alpha \Delta g_{\nu} r^2 h + \alpha \Delta \sigma r^2 + \beta \sigma_{\perp} r h.$$
(4)

Из условия  $\frac{\partial \Delta G(r,h)}{\partial r}\Big|_{r=r^*} = 0$  находим радиус зародыша критических размеров. Из равенства нулю частных производных функции (4) получаем

$$r_{h} = \frac{\beta}{2\alpha} \frac{\sigma_{\perp} h}{\Delta g_{\nu} h - \Delta \sigma}.$$
 (5)

Индекс *h* означает условие h = const, при h = a радиус становиться критический  $r_2^* = r_a$  двухмерного монослойного зародыша.

Подстановкой выражения (5) в выражение  $\frac{\partial \Delta G(r,h)}{\partial h} = 0$  получим

$$h^* = 2\Delta\sigma\Delta g_{\nu}.$$
 (6)

для высоты критического зародыша.

Работа образования критического зародыша:

$$\Delta G^* \equiv \Delta G(r^*, h^*) = \frac{\beta^2}{\alpha} \left[ \frac{\sigma_{\perp}}{\Delta g_{\nu}} \right]^2 \Delta \sigma.$$
(7)

Таким образом, активационный барьер зародышеобразования  $\Delta G^*$ , определяется для критического зародыша только вкладом его верхнего и нижнего оснований, вклад боковой поверхности критического зародыша полностью скомпенсирован объемным пересыщением.

Из выражений (5) и (6) следует, что отношение высоты и поперечного размера критического зародыша,

$$H \equiv \frac{h*}{r*} = \frac{\alpha}{\beta} \frac{2\Delta\sigma}{\sigma_{\perp}},\tag{8}$$

не зависит от пересыщения  $\Delta g_{\nu}$ и для любой формы зародыша определяется соотношением поверхностных натяжений  $\Delta \sigma$  и  $\sigma_{\mu}$ .

Для анализа разрастания закритического зародыша удобно ввести его нормированные размеры ( $h = h/h^* \ge 1$  и  $r = r/r^* \ge 1$ ) и переписать выражение для изобарного потенциала образования многослойного зародыша в следующем виде:

$$\Delta G(\bar{r},\bar{h}) = \Delta G^* \left[ \bar{r} - 2\bar{r}\bar{h} + 2\bar{h} \right] \bar{r}.$$
(9)

В процессе разрастания закритического зародыша отношение его высоты к характерному поперечному размеру равняется

$$\frac{h}{r} = H \frac{\overline{h}}{\overline{r}},\tag{10}$$

где величина Н была введена в форме (8).

После введения нормированных характеристик можно перейти к рассмотрению модели (двухмерного) латерального роста зародыша, показанного на рис. 2.



Рис. 2. Вариант двухмерного (латерального) разрастание закритического зародыша

Двухмерное (латеральное) разрастание (рис. 2) имеет место, когда размеры критического зародыша таковы, что

$$h^* \ll r^*$$
 или  $H \ll 1$ , (15)

и по мере разрастания зародыша сохраняется изначальная критическая высота.

$$h = h^* = \text{const}$$
 или  $h = 1$ . (16)

Подстановка (16) в формулу (9) дает выражение для свободной энергии *двухмерного* зародыша,

$$\Delta G_2(r) = \Delta G^*(2 - \overline{r})\overline{r}, \qquad (17)$$

в точности совпадающее с выражением для монослойного зародыша.

$$\sigma_{\perp} \ge \Delta \sigma. \tag{18}$$

Отсюда следует, что энергетически невыгодно вертикальное (по нормали к подложке) разрастание зародыша с увеличением его боковой поверхности, обладающей большим поверхностным натяжением.

Следовательно, быстрее разрастаются параллельные подложке грани зародыша с площадью  $A_{//} = \alpha r^2$ , в силу (17) дающие меньший вклад в увеличение свободной энергии системы.

На рис. 3 приведен изобарный потенциал зародышеобразования в нормированном виде  $\Delta G / \Delta G^*$ , как функция характерного нормированного размера зародыша.



Рис. 3. Зависимость нормированной свободной энергии зародышеобразования от характерного нормированного размера зародыша для различных вариантов разрастания

Кривые построены соответственно, для объемного (трехмерного) роста при h = r, латерального (двухмерного) роста при h = 1 и вертикального (одномерного) роста при r = 1. Штрихпунктирная вертикальная линия соответствует критическому зародышу, слева от которой располагаются докритические зародыши (r < 1 и h < 1), а справа – закритические зародыши (r < 1 и h < 1), а справа – закритические зародыши (r > 1 и h > 1).

Если при вертикальном росте диффузия по поверхности подложки должна быть пренебрежимо малой, то латеральное разрастание зародыша, наоборот, эффективно развивается за счет диффузионного присоединения адатомов к движущейся ступени.

В данной работе была рассмотрена одна из моделей латерального разрастания многослойного зародыша. Из проведенных теоретических расчетов модели латерального роста видно, что в процессе роста энергетически невыгодно вертикальное (по нормали к подложке) разрастание зародыша с увеличением его боковой поверхности, обладающей большим поверхностным натяжением. Т. е. быстрее разрастаются параллельные подложке грани зародыша с площадью  $A_{II} = \alpha r^2$ , дающие меньший вклад в увеличение свободной энергии системы.

## ВЛИЯНИЕ МАГНИТОУПРУГИХ ВЗАИМОДЕЙСТВИЙ НА МАГНИТНУЮ АНИЗОТРОПИЮ НАНОСТРУКТУРНЫХ ПОРОШКОВ ГЕКСАФЕРРИТОВ ВАСО<sub>0.56</sub> ZN<sub>1.44</sub>FE<sub>16</sub>O<sub>27</sub><sup>1</sup>

А. С. Шестаков, В. А. Журавлев (научный руководитель)

Томский государственный университет, Радиофизический факультет 634050, Томск, пр. Ленина, 36 E-mail: shestakov7603@mail.ru

В работе представлены результаты рентгеноструктурных и магнитных исследований трансформации свойств механически активированных порошковых гексаферритов  $BaCo_{0,56}Zn_{1,44}Fe_{16}O_{27}$  в зависимости от времени механической активации. Показано, что отжиг при температуре 600 <sup>0</sup>С в течение двух часов приводит к таким изменениям свойств, которые могут быть объяснены перераспределением величин упругих микронапряжений нанопорошковых материалов.

Известно, что нанопорошки ферримагнетиков, полученные как путем помола в высокоэнергетической мельнице [1], так и методом механохимического синтеза [2], находят-

436

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Работа выполнялась в рамках аналитической ведомственной программы «Развитие научного потенциала высшей школы (2009-2010) по проекту № 2.1.1/7142 «Процессы формирования магнитных характеристик наноразмерных порошков и наноструктурных поликристаллических оксидных ферримагнетиков» и ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» 2009–2013 годы.

ся в неравновесном, метастабильном состоянии и с течением времени меняют свои свойства. В частности, происходит заметное уменьшение внутренних микронапряжений [2]. Процессы «старения» могут быть существенно ускорены при помощи термообработки (TO) [1].

В данной работе проведено исследование влияния ТО на вклад упругих микронапряжений в магнитную анизотропию механически активированных (MA) нанопорошков гексаферрита со структурной формулой BaCo<sub>0.56</sub>Zn<sub>1.44</sub>Fe<sub>16</sub>O<sub>27</sub> – (Co<sub>0.56</sub>Zn<sub>1.44</sub>W). При комнатной температуре этот материал с малой величиной поля магнитокристаллической анизотропии обладает магнитной анизотропией типа "ось лёгкого намагничивания" (ОЛН) и находится вблизи спин-ориентационного перехода ось – "конус лёгкого намагничивания" (КЛН) [3, 4]. Выбор именно такого состава обусловлен следующими причинами: вопервых, малая величина поля магнитокристаллической анизотропии необходима для того, чтобы магнитоупругая составляющая более заметно влияла на суммарную магнитную анизотропию и, во-вторых, в окрестности спин-ориентационного перехода константы магнитострикции данной системы гексаферритов, согласно [5], имеют аномально большие значения.

Диспергирование исходных порошков гексаферрита  $Co_{0.56}Zn_{1.44}W$  с размером частиц ~ 5 мкм проводили в атмосфере воздуха в планетарной шаровой мельнице МПВ с водяным охлаждением, объем стальных барабанов составлял 1000 см<sup>3</sup>, в качестве мелющих тел использовали шары из закаленной стали ШХ15 диаметром ~ 4–5 мм. Отношение массы порошка к массе шаров составляло 1:5, что соответствовало «мягкому» режиму активации. Продолжительность обработки порошков составляла 15, 30, 45, 60, 90, 120, 180, 300, 480 секунд.

Фазовый состав и параметры кристаллической структуры порошков исследованы методом рентгеноструктурного анализа (дифрактометр Shimadzu XRD 6000, CuK $\alpha$  – излучение). Величины микронапряжений оценивались как произведения относительных изменений межплоскостных расстояний ( $\Delta c/c$ ,  $\Delta a/a$ ) при механической активации на модуль Юнга (c – постоянная решетки вдоль гексагональной оси, a – постоянная решетки в базисной плоскости).

Магнитные измерения включали исследование температурных зависимостей начальной магнитной проницаемости на частоте 1 кГц и снятие спектров ферромагнитного резонанса (ФМР) в диапазоне частот 26÷37 ГГц. Метод ферромагнитного резонанса был выбран потому, что он дает возможность на макроскопически изотропных поликристаллических и порошковых образцах гексаферритов оценить величины полей и констант магнитокристаллической и магнитоупругой анизотропий, величину намагниченности насыщения и магнитомеханическое отношение. Намагниченность насыщения может быть определена на образцах в форме цилиндров при их продольном и поперечном намагничивании [6]. Величины полей магнитокристаллической и магнитоупругой анизотропий определены путем детального сопоставления формы расчетных и измеренных резонансных кривых [4]. Спектры ФМР в нашей работе измерялись по методике, прошедшей метрологическую экспертизу и оформленную как стандарт организации [7]. Измерения проводились при комнатной температуре. Порошки с разным временем механической активации помещались в стеклянные трубочки диаметром 0,7 мм и длиной 11 мм. Плотность порошковых образцов определялась взвешиванием на электронных весах Shimadzu AY220. Она была одинаковой для всех порошков и составляла  $\approx 2,86 \text{ г/см}^3$ .

После рентгеноструктурных и магнитных исследований порошковые образцы отжигались при температуре 600 °C в течение 2 часов в муфельной печи типа СНОЛ–16251/11. Затем проводились повторные рентгеноструктурные и магнитные измерения.

В работах [1, 4] было показано, что при анализе явления ФМР в рассматриваемых здесь материалах применимо приближение «невзаимодействующих зерен» (ПНЗ) [см., на-

пример, 6, 9]. Магнитодипольное взаимодействие между кристаллитами считается пренебрежимо малым. При таком подходе резонансная кривая образца является суммой резонансных кривых отдельных кристаллитов, резонирующих при совпадении величины приложенного поля с резонансным полем  $H_{res}(\Theta, \Phi)$  данного зерна. Углы  $\Theta$  и  $\Phi$  определяют ориентацию вектора намагничивающего поля относительно кристаллографических осей кристаллита. Таким образом, исходным пунктом анализа ФМР в ПНЗ является расчет угловой зависимости резонансного поля отдельного монокристаллического зерна, которое может быть найдено из решения системы трех трансцендентных уравнений. Первые два уравнения определяют равновесную ориентацию вектора намагниченности  $\vec{M}(\theta_0, \phi_0)$ , а третье является резонансным условием Сула-Смита.

В работе [4] данная система уравнений решалась численно. В рассматриваемом нами случае малых, по сравнению с величиной  $\omega/\gamma \approx 13$  кЭ (на частоте 37 ГГц), эффективных полей анизотропии, ее можно решать аналитически методом разложения по малому параметру, считая, что плотность зеемановской энергии существенно превосходит все остальные составляющие, описывающие вклады в магнитную анизоторопию.

Считалось, что кристаллит имеет форму эллипсоида вращения с осью, параллельной гексагональной оси *с*. В плотности энергии магнитокристаллической анизотропии кристалла гексагональной сингонии учитывались четыре константы анизотропии, включая анизотропию в базисной плоскости. Магнитоупругая составляющая плотности энергии получена Мейсоном в работе [8] для гексагонального кристалла с ОЛН. Упругие напряжения ( $\sigma$ ) считались приложенными вдоль направления намагничивающего поля. Угловая зависимость резонансного поля имеет вид:

$$H_{\rm res}(\Theta, \Phi) = \omega/\gamma - (1/2)(\delta H_{a1} + \delta H_{a2} + \delta H_{a3} + \delta H_{a4}) - (\delta H_{\lambda a} + \delta H_{\lambda b} + \delta H_{\lambda c} + \delta H_{\lambda d}), \tag{1}$$

где

$$\begin{split} \delta H_{a1} &= H_{a1} \left( 3\cos^2 \Theta - 1 \right), & \delta H_{\lambda a} &= H_{\lambda a} \sin^2 \Theta (3\cos^2 \Theta - 2), \\ \delta H_{a2} &= H_{a2} \sin^2 \Theta (5\cos^2 \Theta - 1), & \delta H_{\lambda b} &= H_{\lambda b} \sin^2 \Theta, \\ \delta H_{a3} &= H_{a3} \sin^4 \Theta (7\cos^2 \Theta - 1), & \delta H_{\lambda c} &= H_{\lambda c} \cos^2 \Theta (3\cos^2 \Theta - 1), \\ \delta H_{a4} &= - \left( 7/6 \right) H_{\Phi} \sin^6 \Theta \cos(6 \Phi), & \delta H_{\lambda c} &= -3H_{\lambda d} \sin^2 2\Theta, \\ H_{a1} &= 2k_1/M_0 + 4\pi M_0 (N_{\perp} - N_{\square}), & H_{\lambda a} &= \lambda_a \sigma/M_0, \\ H_{a2} &= 4k_2/M_0, & H_{\lambda b} &= \lambda_b \sigma/M_0, \\ H_{a3} &= 6k_3/M_0, & H_{\lambda c} &= \lambda_c \sigma/M_0, \\ H_{\Phi} &= 36k_4/M_0, & H_{\lambda d} &= \lambda_{d1} \sigma/M_0, \lambda_{d1} &= \left( 4 \lambda_d - \lambda_a - \lambda_c \right)/4. \end{split}$$

В приведенных выше формулах  $k_i$  – константы магнитокристаллической анизотропии *i*-го порядка;  $N_{\perp}, N_{\square}$  – поперечный и продольный размагничивающий факторы эллипсоидального зерна;  $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c, \lambda_d$  – константы магнитострикции.

Е. Шлёманном в работе [9] было показано, что при величинах намагничивающих полей, близких к стационарным направлениям угловой зависимости резонансного поля (это могут быть максимумы, минимумы и седловые точки), на резонансной кривой поликристалла имеются особенности – ступеньки или максимумы. В частности, если  $|k_1| >> |k_2|$ ,  $|k_3|$  и упругие напряжения малы, то стационарными направлениями  $H_{res}(\Theta, \Phi)$  гексагонального кристалла являются направления:

 $\Theta = 0$  при этом  $H_{res}(\Theta, \Phi) = \omega/\gamma - H_{a1} - 2 H_{\lambda c};$ 

 $\Theta = \pi/2, \Phi = 0, \pi/6$  при этом  $H_{\text{res}}(\Theta, \Phi) = \omega/\gamma + (1/2)H_{\Theta} + (7/12)(\pm H_{\Phi}) + 2H_{\lambda a} - H_{\lambda b}.$ Здесь  $H_{\Theta} = H_{a1} + H_{a2} + H_{a3}.$ 

Из этих формул следует: а) учет анизотропии формы зерна приводит к перенормировке вклада от константы  $k_1$  в эффективное поле анизотропии  $H_{a1}$ : для вытянутого сфероида  $H_{a1}$  увеличивается, для сплюснутого уменьшается; б) при  $\Theta = 0$  на  $H_{res}(\Theta, \Phi)$  влияют поля анизотропии  $H_{a1}$  и магнитострикции  $H_{\lambda c}$ ; в) при  $\Theta = \pi/2$  на  $H_{res}(\Theta, \Phi)$  влияют все поля анизотропии и поля магнитострикции  $H_{\lambda a}$  и  $H_{\lambda b}$ .

Кривая ферромагнитного резонанса порошкового образца, пропорциональная мнимой части восприимчивости, рассчитывалась по формуле

$$\chi''(\omega, H) = \frac{1}{4\pi} \iint \chi''(\omega, H, H_{res}(\Theta, \Phi)) \sin \Theta d\Theta d\Phi \quad .$$
<sup>(2)</sup>

Входящая в подынтегральное выражение мнимая часть восприимчивости зерна согласно [6] равна:

$$\chi''(\omega, H, H_{res}(\Theta, \Phi)) = \frac{\alpha M_0 H_{res}(\Theta, \Phi) \Big[ H^2 + (1 + \alpha^2) H_{res}(\Theta, \Phi) \Big]}{\Big[ H^2 - (1 + \alpha^2) H_{res}^2(\Theta, \Phi) \Big]^2 + \Big[ 2\alpha H H_{res}(\Theta, \Phi) \Big]^2} .$$
(3)

В формуле (3) α – параметр затухания в уравнении Ландау-Лифшица-Гильберта.

На рис. 1 приведены зависимости среднего размера частиц вдоль гексагональной оси  $(L_c)$  и в базисной плоскости  $(L_a)$  от времени механической обработки. Видно, что на начальном этапе обработки (до 60 с) происходит быстрое уменьшение размеров частиц, затем оно становится более медленным. Причем уменьшение размеров частиц в базисной плоскости происходит медленнее и при больших временах обработки сохраняется заметная анизотропия формы: аспектное отношение  $L_a/L_c \approx 4$ . Это говорит о том, что разрушение кристаллитов по плоскостям спайности, перпендикулярным гексагональной оси *c*, происходит быстрее и частицы имеют вид пластинок. После проведения термообработки (600 °C в течение 2 часов) размеры частиц практически не меняются.

Из зависимостей относительных изменений межплоскостных расстояний от времени обработки, представленных на рис. 2, следует, что упругие микронапряжения вдоль гексагональной оси, пропорциональные ( $\Delta c/c$ ), до термообработки почти в три раза больше, чем в базисной плоскости (они пропорциональны ( $\Delta a/a$ )). После термообработки микронапряжения вдоль гексагональной оси существенно уменьшаются, тогда как напряжения в базисной плоскости ( $\Delta a/a$ ) увеличиваются. Согласно рис.2, при выбранном нами режиме термообработки при временах ТО, меньших 180 с, напряжения в базисной плоскости становятся больше напряжений вдоль гексагональной оси. При временах ТО, больших 180 с, они приблизительно одинаковы.









Термограммы начальной магнитной проницаемости ( $\mu_{\rm H}(T)$ ) исходного (0 с) и механически активированных порошков приведены на рис. 3. Кривые  $\mu_{\rm H}(T)$  МА образцов были нормированы на проницаемость исходного порошка при комнатной температуре. Температура Кюри исходного порошка составляет  $T_{\rm C} \approx 614$  К. В интервале от  $T_{\rm C}$  до  $T_{\text{o-k}} \approx 270$  К реализуется состояние ОЛН. При дальнейшем понижении температуры происходит спин-ориентационный фазовый переход (СОФП) ОЛН  $\leftrightarrow$  КЛН и коническая фаза существует до  $T_{\text{k-n}} \approx 214$  К. При этой температуре происходит следующий СОФП – КЛН  $\leftrightarrow$ ПЛН (плоскость легкого намагничивания) и маг-



Рис. 3. Температурные зависимости начальной магнитной проницаемости порошков. Цифры у кривых – время механической активации

нитное состояние ПЛН существует до температуры  $T_{п-\kappa} \approx 130$  К. При более низких температурах снова реализуется состояние КЛН. Такое поведение магнитного состояния гексаферритов системы  $Co_{2-x}Zn_xW$ обусловлено сложной концентрационной и температурной зависимостями констант магнитокристаллической анизотропии [3, 4]. С увеличением времени МА происходит уменьшение величины µ<sub>н</sub>, размытие области максимальной проницаемости при низких температурах и смещение ее в более низкие темпера-

туры. Интервал температур, в котором происходит переход ферримагнетика в парамагнитное состояние, также расширяется. У образцов, обработанных в течение 300 с (кривая на рисунке не приведена) и 480 с, термограммы  $\mu_{\rm H}(T)$  кардинально отличаются от зависимостей  $\mu_{\rm H}(T)$  образцов с меньшим временем МА. Они имеют колоколообразный вид с широким максимумом вблизи температуры  $T_{\rm B} \approx 600$  К. Подобное поведение зависимостей  $\mu_{\rm H}(T)$  характерно для ферримагнитных частиц, находящихся в суперпарамагнитном состоянии или состоянии типа «кластерное спиновое стекло» [10].

На рис. 4, 5 представлены кривые ферромагнитного резонанса, снятые на исходном (рис. 4) и механически активированном в течение 480 с (рис. 5) образцах до и после термообработки. Измерения проведены на частоте 37 ГГц. Согласно рис. 4, термообработка практически не влияет на высокополевой склон резонансной кривой необработанного порошка. На низкополевом склоне после ТО более четко проявляется ступенька в поле  $\approx 10$  кЭ. Из рис. 5 видно, что у механически активированного в течение 480 с образца до ТО на кривой ФМР наблюдается ступенька на низкополевом склоне в поле  $\approx 6$  кЭ, которая исчезает после термообработки. Ступеньки на низкополевых склонах кривых ФМР поликристаллических и порошковых ферримагнетиков, согласно [4, 6], обусловлены резонансом частиц порошка, оси легкого намагничивания которых ориентированы вблизи направления намагничивающего поля. Сдвиг ступеньки в сторону меньших полей говорит о росте величины эффективного поля магнитной анизотропии, а ее исчезновение при ТО – об его существенном уменьшении. Ниже будет показано, что такое поведение резонансных кривых может быть объяснено уменьшением вклада от упругих микронапряжений в магнитную анизотропию наночастиц при ТО (см. рис. 2).

Сплошная линия на рис. 4 рассчитана для параметров исходного порошка, равных:  $\gamma/2\pi = 2.7 \ \Gamma \Gamma_{II}/\kappa \Im, H_{a1} = 3,8 \ \kappa \Im, H_{a2} = -1,4 \ \kappa \Im, \alpha = 0,085$ . Параметры рассчитанных после МА в течении 480 с резонансных кривых (сплошные линии на рис. 5) до и после термообработки приведены в табл. 1. Механическая активация приводит к увеличению магнитомеханического отношения, становящегося близким к  $\gamma/2\pi = 2,8 \ \Gamma \Gamma_{II}/\kappa \Im$ , присущего спиновому моменту свободного электрона. Поле магнитокристаллической анизотропии  $H_{a1}$  при переходе в наноразмерное состояние существенно уменьшается и практически не меняется после TO, поле  $H_{a2} \approx 0 \ \kappa \Im$ . Уменьшение величины  $H_{a1}$  можно связать с влиянием анизотропии формы наночастиц (см. формулу (2). Поле магнитоупругой анизотропии  $H_{\lambda c}$  после отжига существенно уменьшается, а поля  $H_{\lambda a}$ ,  $H_{\lambda b}$  возрастают, что коррелирует с данными рентгеноструктурного анализа (рис. 2). Погрешность оценки полей анизотропии составляет  $\pm 0,1$  кЭ.







Рис. 5. Кривые ФМР МА в течение 480 с образца. (●) – до отжига, (○) – после отжига. Сплошные линии – расчет

Таблица 1 Параметры расчетных кривых механически активированных порошков

|          | γ/2π, ГГц/кЭ | H <sub>al,</sub> кЭ | Н <sub>λа</sub> , кЭ | <i>Н</i> <sub>λb</sub> , кЭ | $H_{\lambda c}$ , кЭ | $H_{\lambda d}$ , кЭ | α    |
|----------|--------------|---------------------|----------------------|-----------------------------|----------------------|----------------------|------|
| До ТО    | 2,76         | 1                   | -1                   | -1                          | 3                    | 0,7                  | 0,13 |
| После ТО | 2,76         | 0,8                 | -1,3                 | -1,3                        | 1,3                  | ~ 0                  | 0,12 |

Таким образом, наблюдаемое на опыте изменение формы спектров магнитного резонанса может быть объяснено накоплением упругих микронапряжений при механической активации и их уменьшением при последующей термообработке.

## Список литературы

1. Журавлев В.А., Найден Е.П. // Изв. вузов. Физика. – 2008. – № 9. – С. 19–23.

2. Найден Е.П., Итин В.И. и др. // Физика тв. тела. – 2009. – Т. 51. – Вып. 8. – С. 1576–1579.

3. Naiden E.P., Maltsev V.I., Ryabtsev G.I. // Phys. stat. solidi (a). - 1990. - v. 120. - P. 209-215.

4. Журавлев В.А. // ФТТ. – 1999. – Т. 41. – № 6. – С. 1050–1053.

5. Чесноков А.Г., Найден Е.П. // Физика тв. тела. – 2000.– Т. 42. – Вып. 5. – С. 859– 861.

6. Гуревич А.Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. – М.: Наука, 1973. – 591 с.

7. СТО ТГУ 030–2009. Методика измерений магнитных параметров наноразмерных порошков ферритовых материалов по спектрам ферромагнитного резонанса. Введ. 2009 – 04 – 01 / Томский государственный университет. – Томск, 2009. – 8 с.

8. Mason W. P. // Phys. Rev. B. - 1954. - v. 96. - P. 302-310.

9. Schlömann E. // J. Phys. Chem. Solids - 1958. - v. 6. - P. 257-266.

10. Найден Е.П., Журавлев В.А., Итин В.И. и др. // Физика тв. тела. – 2008. – Т. 50. – Вып. 5. – С. 857–863.

## УМНОЖЕНИЕ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ БЕЗ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ КАСКАДЕ, ВЫПОЛНЕННОМ ПО КМОП-ТЕХНОЛОГИИ

#### Д. В. Шеховцов, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет 394026 Воронеж, Московский проспект, 14 Научно-исследовательский институт электронной техники 394042 Воронеж, Ленинский проспект, 119a E-mail: wexwex@mail.ru, wex@niiet.ru, micronano1441@yandex.ru

Проведён анализ схемных решений устройств умножения частоты, создана и исследована электрическая схема удвоителя частоты гармонических колебаний без колебательных систем, пригодная для реализации в субмикронном технологическом базисе.

#### Постановка вопроса

Одной из важных операций, осуществляемых в устройствах информационноизмерительной, вычислительной техники, в радиотехнике, является умножение частоты. К таким устройствам относятся измерительные приборы, генераторы сигналов, радиопередающие и радиолокационные устройства, блоки высокочастотных преобразователей и др.

Умножители частоты являются важным звеном многих радиотехнических устройств. Большая часть известных до настоящего времени умножителей частоты выполняются на основе аналоговых методов [1]. С внедрением цифровых методов преобразования сигналов и управления функциональными блоками радиотехнических устройств и переносом схемотехники, реализующей данные методы, в область субмикронных технологий, возникает потребность в разработке и создании умножителей частоты, которые могли бы быть интегрированы в цифровые системы, выполненные в субмикронном топологическом базисе. Как правило, схемотехника умножителей содержит различного рода колебательные системы, что делает невозможным их использование в устройствах микроэлектроники, а именно реализацию на полупроводниковом кристалле [1, 2, 4]. Существующие же цифровые методы умножения частоты требуют использования цифроаналоговых преобразователей, схем цифрового управления. Схемные реализации таких устройств умножения чрезвычайно сложны и требовательны к технологическим процессам производства. Переход на другую технологию неизбежно повлечет за собой доскональную переработку топологии такого умножителя, следовательно, существенные временные и трудовые затраты.

Наиболее часто используются в настоящее время схемы умножения с использование фазовой автоподстройки частоты [1]. При этом диапазон частот таких устройств может быть очень широк при достаточно высоких спектральных и приемлемых динамических характеристиках. Однако при широком диапазоне частот, например, для субмикронной технологии 350 нм он может составлять 50–400 МГц, получение более высокочастотного сигнала на той же петле в устройствах с ФАПЧ технически невозможно, динамические параметры выходного сигнала также оставляют желать лучшего.

Основными требованиями, предъявляемыми устройству умножения частоты в микроэлектронном исполнении, являются:

- отсутствие колебательных систем,

- широкий диапазон рабочих частот,

- максимальная простота при минимальных габаритах.

**Решением вопроса** реализации простого и надежного устройства умножения частоты может стать использование нелинейных элементов, таких как транзистор или варактор [1].

Проведенные в [2, 3] исследования удвоителя частоты, реализованного на базе варактора, показывают его пригодность для использования в микросхемах, изготавливаемых

по технологиям субмикронного диапазона. Однако основным недостатком данной схемы является высокий уровень побочных четных гармоник по отношению к полезному сигналу (вторая гармоника), в частности уровень четвертой, самой сильной гармоники.

На рис. 1 представлена схема ячейки удвоителя, построенной на дифференциальном каскаде, состоящем всего из нескольких приборов. Данная схема разработана для технологического процесса XH035 фирмы X-FAB, но может быть с легкостью переведена в базис любого процесса производства, в том числе в технологический базис глубокого субмикрона (130 нм, 90 нм и т. д.).



Рис. 1. Электрическая схема базовой ячейки удвоителя частоты гармонических колебаний на основе дифференциального каскада

В качестве нелинейных элементов в схеме применяются высокочастотные RFтранзисторы, что позволяет схеме стабильно функционировать при частотах несколько гигагерц. В данной схеме используется квадратичная характеристика КМОПтранзисторов, при этом требуемая идентичность транзисторов, и, следовательно, их характеристик, обеспечивается технологией производства. При этом нечетные гармоники подавляются дифференциальным каскадом, т.к. являются синфазными. Противофазные составляющие (все четные гармоники) пропускаются дифференциальным каскадом.

Напряжение источников питания V19 и V20 может быть в диапазоне 2–3,6 В. При этом нижняя граница определяется максимальным уровнем высших гармоник в спектре выходного сигнала, а верхняя граница задается максимальным напряжением питания для технологии XH035.

Напряжение источников гармонического сигнала в схеме составляет 750 мВ. Как видно на рис. 1, на затворы транзисторов М40 и М39 подаются противофазные сигналы. В качестве источников входного сигнала можно использовать простейшие схемы расщепления фазы, такие как парафазный каскад, дифференциальный каскад или другие расщепители с противофазными выходами.

Данная схема функционирует на начальном участке входной характеристики. При повышении входного напряжения до уровня более одного вольта уровень побочных гармоник в спектре выходного сигнала начинает существенно возрастать, по сравнению с уровнем полезного сигнала.

Моделирование электрической схемы проводилось при входном напряжении 750 мВ и напряжении источников питания 3 В. В процессе симуляции постепенно увеличивалась частота входного сигнала, для каждой из частот контролировались спектральные характеристики выходного сигнала.

На рис. 2 и 3 представлены временные диаграммы и спектр выходного сигнала при входной частоте 50 МГц и 1 ГГц соответственно.



Рис. 2. Временная диаграмма и спектр выходного сигнала удвоителя при частоте сигнала на входе 50 МГц



Рис. 3. Временная диаграмма и спектр выходного сигнала удвоителя при частоте сигнала на входе 1 ГГц

В таблице ниже представлены результаты моделирования работы схемы, экстрактированной из топологии базовой ячейки, с учетом паразитных элементов, для типовой и предельных температур и при различных частотах входного сигнала. Уровни побочных гармоник рассчитаны относительно уровня входного сигнала.

Анализ результатов моделирования показывает, что ячейка удвоителя показывает высокие шумовые характеристики при входных частотах до 1 ГГц. При понижении температуры уровень этих гармоник существенно снижается. Амплитуда выходного сигнала остается достаточно стабильной как в диапазоне входных частот, так и в диапазоне температурных режимов. Диапазон температурных режимов выбран в соответствии с рекомендациями полупроводниковой фабрики.

Данную схему можно применять в устройствах, используемых для получения сетки частот, кратных опорной частоте. При использовании этой схемы в устройствах умножения на базе ФАПЧ можно существенно расширить рабочий диапазон такого умножителя, например, при подключении ячейки к выходу такого устройства диапазон расширяется в два раза.

| Частота      | Частота      |                   | Амплитуда    | Уровень га     | рмоник, дБ     |
|--------------|--------------|-------------------|--------------|----------------|----------------|
| входного     | выходного    | t, <sup>0</sup> C | выходного    | $\Delta_{4,1}$ | $\Delta_{6,1}$ |
| сигнала, МГц | сигнала, МГц |                   | сигнала, мкВ | ,              |                |
|              | 100          | -40               | 558          | -111,5         | -146,2         |
| 50           |              | 27                | 544          | -107,1         | -114,8         |
|              |              | 125               | 524          | -103,4         | -113,7         |
| 250          | 500          | -40               | 566          | -111,2         | -129,3         |
|              |              | 27                | 551          | -100,4         | -107,3         |
|              |              | 125               | 555          | -89,7          | -99,6          |
|              | 1000         | -40               | 573          | -110,4         | -126,9         |
| 500          |              | 27                | 567          | -94,7          | -101,4         |
|              |              | 125               | 583          | -83,8          | -93,7          |
| 750          | 1500         | -40               | 585          | -106,8         | -111,7         |
|              |              | 27                | 593          | -91,4          | -98            |
|              |              | 125               | 605          | -84            | -93,2          |
| 1000         | 2000         | -40               | 603          | -105,2         | -109,6         |
|              |              | 27                | 627          | -89,2          | -96,1          |
|              |              | 125               | 656          | -82.2          | -91.1          |

Результаты моделирования работы базовой ячейки умножителя

#### Заключение

По результатам анализа известных устройств умножения частоты сформулированы основные требования, предъявляемые к устройствам умножения частоты, реализуемым по технологиям субмикронного диапазона. Спроектирована схема умножения частоты на дифференциальном каскаде с использованием технологии 350 нм. Произведенное моделирование в диапазоне температур окружающей среды [(-40 – +125)  $^{0}$ C] доказало работо-способность схемы. Разработанная схема обеспечивает приемлемый уровень подавления помех [(-82 – -100) дБ] и пригодна для использования в микроэлектронных изделиях, изготавливаемых с применением субмикронных технологических процессов. Простота схемы обеспечивает быстрый и несложный переход на другие технологические процессы.

### Список литературы

1. Отчет о научно-исследовательской работе «Разработка схемных и топологических решений устройств параметрического умножения частоты гармонических колебаний, выполненных для телекоммуникационных «систем на кристалле». – Воронеж: ВГТУ, 2007.

2. Шеховцов Д.В. Разработка структуры и схемных решений умножителей частоты гармонических колебаний для реализации в технологическом базисе с субмикронными топологическими нормами / Д.В. Шеховцов, Ю.С. Балашов, А.И. Мушта // Вестник ВГТУ. – 2009. – Т. 5. – № 11.

3. Шеховцов Д.В. Исследование усовершенствованной модели полупроводникового параметрического умножителя частоты гармонических колебаний в технологическом базисе с субмикронными топологическими нормами / Д.В. Шеховцов, Ю.С. Балашов, А.И. Мушта // Вестник ВГТУ. – 2009. – Т. 5. – № 11.

Таблица

# ТЕХНОЛОГИИ КОМПЬЮТЕРНОГО АНАЛИЗА И СИНТЕЗА МЭМС В ПРОБЛЕМНО-ОРИЕНТИРОВАННЫХ ПРОГРАММНЫХ СРЕДАХ

А. А. Липунова, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: AriesAnn@yandex.ru

Рассмотрены технологии анализа компьютерного анализа и синтеза, основанные на процедурах восходящего и нисходящего проектирования. Обсуждаются особенности моделирования устройств МЭМС на примере пакетов *MEMS Pro, CoventorWare* и *IntelliSuite*.

Значительный прикладной потенциал микросистемной техники (MCT) определяет значительный объем исследований в данном направлении, как в России, так и в других развитых в техническом отношении странах мира.

Целью данной работа является анализ тенденций в области развития технологий проектирования устройств МСТ (в ряде зарубежных стран чаще используется аббревиатура МЭМС – «микроэлектромеханические системы»).

Обзор разработок программных средств для проектирования устройств МЭМС показывает, что спектр этих программ довольно широк – от коммерческих продуктов как, например, *CoventorWare* или библиотека компонентов *MEMSCAP's* для пользователей популярной платформы *Agilent Technologies Advanced Design System* (*ADS*) до бесплатных приложений, таких как *SUGAR* в пакете *MATLAB*. Основными направлениями развития специализированных программ являются объединение инструментов численного и системного моделирования, а также создание сквозных САПР, охватывающих весь процесс разработки, изготовления и корпусирования устройств МЭМС. К наиболее известным представителям последнего вида продуктов относятся специализированные пакеты *MEMS Pro* [1], *CoventorWare* [2] и *IntelliSuite* [3].

Анализ подходов к созданию МЭМС с помощью проблемно-ориентированных пакетов *CoventorWare* и *IntelliSuite* показывает, что используемые в них технологии разработки базируется на нисходящем и восходящем процессах проектирования.

В первом случае, при нисходящем («сверху вниз») проектировании разработка ведется на основе общей концепции устройства и формирования его схемы. При этом результатом процесса проектирования является набор масок (фотошаблонов) для изготовления изделия, описание технологического процесса, трехмерная геометрическая модель. Данный подход оценивается как экономичный по затратам времени, но недостаточно эффективный с точки зрения полноты анализа и точности результатов.

При восходящем проектировании («снизу вверх») разработка основывается на трехмерной геометрической модели. В процессе проектирования формируется набор масок (шаблонов) и технологический маршрут изготовления устройства. Исследование создаваемого устройства выполняется с помощью междисциплинарного физического анализа или упрощенных функциональных моделей. Данный подход требует больше времени, но является более общим и позволяет реализовать функции, не описанные в библиотеке схемных моделей.

Концепция проектирования МЭМС в пакетах *IntelliSuite*, *CoventorWare* (и, при определенных условиях, в *MEMS Pro*) строится на основе объединения обоих подходов, что позволяет реализовать в полной мере их главные достоинства – повышение точности результата и снижение затрат времени на разработку (рис. 1).

Проектирование «сверху вниз», основанное на схемном решении, опирается на модель устройства, построенную по иерархическому принципу. Одним из основных преимуществ такого подхода является то, что вход в проект выполняется в терминах основных составных блоков или компонентов. Это позволяет пользователю вводить параметризованную модель устройства как с помощью топологического описания, так и в виде технологических данных. Так как ввод данных производится в терминах параметризованных абстрактных моделей, пользователи могут анализировать устройства при различных степенях детализации. Элементарная модель компонента может быть представлена в терминах упрощенных моделей, распределенных моделей или основанных на методе Рэлея – Ритца численных моделях.



Рис. 1. Объединение нисходящего и восходящего процессов проектирования

Одним из недостатков проектирования на основе схемы устройства является то, что пользователь ограничен использованием компонентов из имеющейся библиотеки проектирования. Необходимость применения произвольных конфигураций, новых физических моделей или моделей материалов связано с дополнительными трудностями. Так как большинство схемных моделей в известной степени базируется на упрощенных моделях, они не могут точно отражать эффекты второго порядка и другие нелинейные свойства. Так, например, корректное описание явлений в области электростатики, гидродинамики или физики контакта и остаточных деформаций для произвольной геометрии требует применения полного трехмерного моделирования.

Проектирование «снизу вверх», основанное на трехмерной модели или топологии устройства, обычно используемое для разработки механических устройств, все еще является популярной методологией при проектировании МЭМС. Разработка на основе топологии основывается на наборе масок (фотошаблонов) и технологическом процессе для формирования трехмерной твердотельной модели устройства. Анализ твердотельных моделей производится с использованием трехмерных численных моделей методом конечных (граничных) элементов. Привлекательность проектирования на основе топологии обусловлена возможностью совместного решения задач разработки конструкции и технологии изготовления. Кроме того восходящее проектирование позволяет полностью охватить сложный многодисциплинарный анализ, необходимый для исследования устройств МЭМС.

Таким образом, методология нисходящего проектирования позволяет быстро исследовать широкий диапазон вариантов проекта, в то время как восходящее проектирование с самого начала обеспечивает выбор правильной технологии формирования микроструктуры. В отличие от пакетов IntelliSuite, CoventorWare, содержащих встроенные инструменты физического анализа, пакет MEMS Pro ориентирован на совместную работу с программой конечно-элементного моделирования ANSYS Multiphysics или другими программами трехмерного анализа. Полноценный расчет устройств МЭМС в этом случае сводится, как правило, к следующим трем этапам.

1) Разработка структуры устройства, электрической схемы, топологии, технологического процесса изготовления производится в пакете *MEMS Pro* (рис. 2).



Рис. 2. 3D-модель резонатора в MEMS Pro

Рис. 3. Окно схемного редактора MEMS Pro

2) Экспорт модели в среду ANSYS, где производится численный анализ модели.

3) По окончании расчета, например для электромеханического анализа, возможна передача некоторых рассчитанных при помощи *ANSYS* параметров обратно в *MEMS Pro* посредством одного из его модулей.

Пакет *MEMS Pro* включает встроенный инструмент ввода схем, симулятор поведения аналоговых и смешанных аналогово-цифровых цепей, средство оптимизации, средство просмотра формы сигналов, полнофункциональное средство послойного редактирования топологии, средство для автоматической генерации топологии, инструмент автоматического размещения элементов и создания трассировки, средство автоматического выделения списка цепей (из топологии или схемного описания); средство сравнения списков, полученных из топологии и электрической схемы; библиотеки примеров МЭМС.

Помимо указанного схемного подхода *MEMS Pro* учитывает специфические для МЭМС особенности и позволяет формировать трехмерные твердотельные модели по топологии шаблона и описанию технологии, просматривать трехмерные модели и строить их сечения, а также редактировать описания технологии изготовления.

Таким образом, благодаря двустороннему взаимодействию *MEMS Pro* с пакетом *ANSYS* также могут быть реализованы методологии как восходящего, так и нисходящего проектирования.

Список литературы и источников

1. MEMS Pro Suite (MEMSCAP): The power of a small world. [Электронный ресурс]. Режим доступа : http://www.memscap.com

2. CoventorWare 2008. Analyzer Reference. MEMS and Microsystems Design. Coventor, Inc. 2008. – 404 p.

3. IntelliSuite: Industry leading MEMS design tools. [Электронный ресурс]. Режим доступа : http://www.intellisuite.com

## ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТНОЙ МИКРОСТРУКТУРЫ И СПЕКТРА СВЧ ПОГЛОЩЕНИЯ ЭЛЛИПТИЧЕСКИХ ЧАСТИЦ ПЕРМАЛЛОЯ

П. Н. Соловьев, А. В. Изотов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского 26 E-mail: solap@ya.ru

На основе численного микромагнитного моделирования приведено исследование статических и динамических свойств эллиптических наноразмерных частиц пермаллоя. Исследованы процессы перемагничивания частиц, а также зависимость магнитной микроструктуры и спектра СВЧ поглощения от величины приложенного внешнего магнитного поля

Работа поддержана ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы.

В последнее время внимание многих исследователей сосредоточено на изучении процессов перемагничивания и спиновой динамики в ферромагнитных частицах нанометрового масштаба [1]. Для такого пристального внимания ученых существует несколько причин. Прежде всего, так как рассматриваемые частицы имеют размеры сопоставимые с радиусом обменной корреляции и толщиной доменных границ, можно ожидать, что поведение таких объектов будет существенным образом отличаться от поведения массивных образцов. Другой причиной является то, что они представляют большой потенциальный интерес для приложений в индустрии [1]. Данные частицы можно эффективно использовать в качестве ячеек магнитной памяти, что особенно актуально в связи с постоянными требованиями к увеличению емкости устройств хранения информации, при создании высокочувствительных датчиков магнитного поля, СВЧ устройств. Кроме того, последние достижения в литографических методах дают сегодня возможность создавать на основе таких частиц упорядоченные наноразмерные структуры с требуемой точностью [2].

Как хорошо известно, в магнитных наноразмерных дисках реализуются уникальные конфигурации распределений магнитных моментов. Одной из них является вихревое или вортексное состояние намагниченности, которое образуется в результате конкуренции магнитостатической энергии с энергией обменного взаимодействия [3, 4]. Магнитный вихрь представляет собой закручивающееся распределение намагниченности с магнитным моментом, направленным в плоскости диска везде, кроме центра вихря. В центре вихря магнитный момент выходит из плоскости под прямым углом, создавая отличную от нуля перпендикулярную составляющую намагниченности. В работе [5] показано, что в наночастицах эллиптической формы возможно существование двойной вихревой магнитной структуры, причем направления закрученности (хиральность) вихрей противоположно друг другу. Кроме того показано, что такие конфигурации возникают, если внешнее магнитное поле направлено вдоль главной оси эллипса.

В данной работе были проведены исследования магнитной микроструктуры и спектра СВЧ поглощения наночастицы пермаллоя эллиптической формы. Исследования проводились с помощью разработанной авторами программы микромагнитного моделирования «HistMag». В основе программы используется дискретно-дипольная аппроксимация ферромагнетика, в соответствии с которой моделируемая среда рассматривается как совокупность магнитных диполей, под которыми в зависимости от масштаба могут пониматься как отдельные спины, так и магнитные моменты дискретных элементов. В программе реализованы эффективные алгоритмы расчета равновесной конфигурации намагниченности, нормальных магнитных мод колебаний, а также микроволнового спектра поглощения [6].

Прежде всего, были проведены исследования гистерезисных свойств пермаллоевой наночастицы при перемагничивании образца в постоянном магнитном поле, направленным вдоль главной оси эллипса. Использовались следующие параметры численной модели: намагниченность насыщения  $M_0 = 860 \, \Gamma c$ , константа обменного взаимодействия

 $A = 1.3 \times 10^{-6}$  эрг/см, параметр затухания  $\alpha = 0.01$ , при этом магнитная анизотропия не учитывалась. Геометрические размеры частицы: число дискретных элементов  $25 \times 15 \times 3$  (отношение главной оси эллипса к малой 1.6), размер частицы  $200 \times 120 \times 30$  нм.

На рис. 1 представлена смоделированная петля гистерезиса. Важно обратить внимание на скачки, наблюдаемые на графике. Они отражают переходы между различными микромагнитными конфигурациями намагниченности: однородной конфигурации и конфигурация с двумя вихрями. Резкость перехода связана с разрушением одной симметрии (однородной намагниченности) и формированием другой (вихревой). Из представленных на вставках (рис. 1) распределений намагниченности видно, что существует промежуточное состояние намагниченности между однодоменной и вихревой структурами, так называемое *S*-состояние. Следует также отметить, что в случае отсутствия внешнего поля, при случайном начальном распределении магнитных моментов в наночастице формируется одновихревая микромагнитная структура, которая энергетически более выгодна, чем двухвихревая. Однако при перемагничивании образца, в нулевом поле всегда устанавливается метастабильная двухвихревая конфигурация намагниченности.



Рис. 1. Петля гистерезиса эллиптической наночастицы пермаллоя и распределения намагниченности: *a) S*-структура (*H* = -150 Э), *б*) структура с двумя вихрями (*H* = 0 Э), *в*) структура с двумя вихрями, смещенных к краям эллипса (*H* = 550 Э) и *г*) *S*-структура (*H* = 650 Э)

Для изучения высокочастотных свойств исследуемого объекта, нами были выполнены расчеты спектров микроволнового поглощения для различных значений внешнего поля, которое также как и предыдущем исследовании было приложено вдоль главной оси эллипса. При этом высокочастотное переменное поле было направлено в плоскости эллипса ортогонально постоянному. Как было показано выше, для разных значений внешнего поля реализуется различные микромагнитные конфигурации намагниченности. Можно предположить, что эти изменения значительным образом сказываются на спектре поглощения. Этот вывод подтверждает рис. 2, на котором показаны спектры СВЧ поглощения наночастицы пермаллоя для двух значений внешнего поля H = 0 и 500 Э. Видно, что они существенно различаются. Следует также отметить, что максимум поглощения соответствует первой моде колебания, связанной, как видно из распределений, представленных на рис. 3, с движением ядер вихрей. Другие моды значительно уступают по интенсивности поглощения.



Рис. 2. Спектры поглощения наночастицы пермаллоя для двух значений внешнего поля а) H = 0 Э, б) H = 500 Э



Рис. 3. Распределение амплитуд колебаний намагниченности для 1, 3 и 5 мод для двух значений внешнего магнитного поля *H* = 0 Э и *H* = 500 Э



Рис. 4. Зависимости резонансных частот первых пяти мод колебаний от внешнего магнитного поля

На рис. 4 показаны зависимости частот первых пяти мод колебаний от величины приложенного внешнего магнитного поля. Исследования показали, что при значении внешнего поля меньше критического (H < -1100 Э), частица намагничена до насыщения и все магнитные моменты выстроены вдоль внешнего поля. После достижения внешнего поля величины H = -1100 Э формируется S-симметрия распределения намагниченности, что вызывает резкое изменение частот всех мод колебаний. Далее, по мере увеличения внешнего ответствует плавной зависимости резонансных частот  $f_i(H)$ . Переход от S-распределения к вихревому, также сопровождается резким скачком резонансных частот всех мод. В диапазоне полей -50 <H< 600 Э происходит плавное понижение частот всех магнитных мод кроме 5, что соответствует смещению ядер вихрей от центра эллипса к его границам (см. рис. 1). При достижении значения внешнего поля H = 650 Э вихревая структура разрушается и переходит в S-структуру, что опять вызывает скачек частот. Наконец, после достижения ки и при H < -1100 Э, становится линейным.

Таким образом, проведенные исследования показали сильную зависимость микроволнового спектра поглощения от характера распределения намагниченности в эллиптической наночастице пермаллоя. Зависимости резонансных частот всех возбуждаемых мод колебаний качественно совпадают и имеют сложную зависимость от величины внешнего магнитного поля.

#### Список литературы

1. Чеченин Н.Г. Магнитные наноструктуры и их применение: учеб. пособие. – М.: Книжный дом «Университет», 2008. – 166 с.

2. Mader M. et al. Large area metal dot matrices made by diffraction mask projection laser. – Physica status solidi (RLL). –  $2008. - N_{\odot} 1. - P. 34-36.$ 

3. Liu Y. Handbook of Advanced Magnetic Materials. – NY.: – Springer Science+Business Media, 2006. – 448 p.

4. Соловьев П.Н., Изотов А.В. Численное моделирование магнитной микроструктуры наноточек // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. трудов – Красноярск, 2010. – С. 374–379.

5. Vavassori P. Magnetization reversal via single and double vortex states in submicron Permalloy ellipses. – Physical Review B. – 2004. – P. 214404-1 – 214404-6.

6. Беляев Б. А., Изотов А. В., Лексиков Ан. А. Микромагнитный расчет равновесного распределения магнитных моментов тонких пленок // Физика твердого тела. – 2010. – Т. 52. – № 8. – С. 1549–1556.

## Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

## ПРОБЛЕМЫ ВНЕДРЕНИЯ *CALS*-ТЕХНОЛОГИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПРОГРАММНЫХ ПРОДУКТОВ РАЗНЫХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

М. С. Учуватов, В. И. Киселев, С. И. Трегубов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: retfil88@mail.ru

Рассматриваются проблемы внедрения компонентов CALS-технологии. Освещены некоторые аспекты взаимодействия *PDM/CAE/CAD* систем и проблемы экспорта/импорта данных выполненным согласно отечественным и западным стандартам.

Характерной особенностью разработки и производства современных и перспективных электронных средств является процесс увеличения их функциональной интеграции, точностных характеристик, быстродействия, надёжности и др. Данное обстоятельство обусловливает проблемы резкого возрастания трудоёмкости проектирования электрорадиоизделий, увеличения объёма программных средств для их испытаний, а также трудозатрат на разработку конструкторской и технической документации. Поэтому существенной задачей является внедрение системы охватывающей все этапы жизненного цикла изделий, обеспечивающей обмен информацией между предприятиями-разработчиками и предприятиями-потребителями электрорадиоизделий.

В России стандартизация в области *CALS*-технологии, находится на стадии развития. Ситуация выглядит следующим образом: с одной стороны – возможен простой переход предприятий на *CALS*-системы западных фирм производителей, с другой – НИИ и предприятия промышленности разрабатывают и внедряют собственные информационные системы управления отдельными этапами производственного процесса, которые не отвечают требованиям принятых международных *CALS*-стандартов, что является серьёзным препятствием для оперативного обмена требуемой информацией, а также выхода продукции на внешний рынок.

На современном уровне развития промышленной кооперации отсутствие единого комплекса стандартов "электронного описания" различных этапов ЖЦ, обеспечивающих информационное взаимодействие электронных технологий (в рамках одного предприятия или "виртуального" объединения предприятий), приводит к значительным дополнительным издержкам в процессах проектирования, подготовки производства, изготовления и эксплуатации продукции. Эти издержки западными аналитиками оцениваются, например, в масштабах промышленности США, в десятки миллиардов долларов в год.

Ситуация на мировом рынке наукоемкой продукции развивается в сторону полного перехода на безбумажную электронную технологию проектирования, изготовления и сбыта наукоемкой продукции. По прогнозам зарубежных специалистов, через несколько лет невозможно будет продать на внешнем рынке продукцию без соответствующей международным стандартам безбумажной электронной документации. Таким образом, применение *CALS*-технологий является чрезвычайно актуальной задачей для повышения конкуренто-способности отечественных товаропроизводителей.

Так, наиболее актуальными и часто встречаемыми на сегодня проблемами, возникающими при разработке конструкторской документации используя зарубежные и отечественные *MCAD*-системы, является различия, связанные с ассоциативными видами выполненными согласно ГОСТ (рис. 1) и *ISO* (рис. 2). Это может потребовать дополнительных трудозатрат, связанных с созданием сопроводительной документации, подробно разъясняющей структуру изготовляемой детали. Что может привести к ошибкам связанным с чтением чертежа, изготовлению или сборки по нему деталей, а также потери привязок к основной *3D*-модели (рис. 3).



Рис. 1. Чертеж основания корпуса, выполненной в отечественной MCAD-системе



Рис. 2. Чертеж основания корпуса, выполненной в зарубежной MCAD-системе

В области проектирования электронных устройств, проблема оформления документации согласно требованиям ГОСТ стояла всегда очень остро. Связано это с тем, что большинство используемых в настоящий момент систем проектирования импортные. Высокая функциональность этих пакетиков оказала двоякое влияние на отечественную электронную промышленность. С одной стороны простата и удобство, с другой не соблюдение ГОСТ.



Рис. 1. 3D-модель основания корпуса, выполненной в MCAD-системе

Согласно исследованиям «Центр поддержки Российских систем компьютерного проектирования» основными пакетами САПР используемых на Российских предприятиях являются:

CAD – 36 % Autodesk (AutoCad, Inventor), 19 % Dassault Systemes (CATIA, SolidWorks, SIMULIA), 12 % Siemens PLM Software (Unigraphics, NX), 11 % PTC (Pro/Engineer), 9 % Bentley Systems, 5 % Intergraph, 3 % Numetschek, 2 % CoCreate, 1 % Think3.

САПР и PLM – Autodesk (AutoCad, Inventor), Аскон (КОМПАС 3D, Лоцман PLM), Dassault Systemes (CATIA, SolidWorks, SIMULIA), PTC (Pro/Engineer,Windchill), Siemens PLM Software (Unigraphics, NX, TeamCenter, Tecnomatrix). Процентное соотношение здесь отследить достаточно тяжело т. к. на большинстве предприятий используются множество САПР разных производителей для разных целей.

К сожалению, сегодня нет ни одной САПР, которая обеспечивала бы сквозной цикл – разработку принципиальных электрических схем, размещение электрорадиоэлементов на печатных платах, трассировку, прочностные и тепловые расчеты, проектирование корпусов, блоков, стоек, подготовку программ для оборудования с ЧПУ, проектирование технологических процессов, а также оформление полного комплекта КД на разрабатываемое изделие. Поэтому предприятиям приходится использовать набор из нескольких программных продуктов и специальных конвертеров для передачи данных из системы в систему. Безусловно, это не очень удобно. Но сегодня это - единственный выход из создавшегося положения. Чем проще и «умнее» подобные конвертеры, тем более высок уровень интеграции систем. Многие зарубежные производители программного обеспечения уже предлагают своим клиентам различные прикладные модули для связи «электронных» и «механических» CAD-систем. Можно назвать PCBto3D для SolidEdge, аналогичные модули для SolidWorks и Pro/Engineer. К тому же при использование зарубежных пакетов очень остро стает вопрос при формирование текстовое конструкторской документации, не одним из них не формирует текстовую конструкторскую документация согласно требованиям ЕСКД.

Отечественные разработчики ПО также начали действовать в этом направлении. На Российском рынке для автоматизированного формирования текстовой КД по ЕСКД разработаны следующие программные продукты: Конвертера текстовой КД *P-CAD* – КОМПАС, *SWR PDM*-Спецификация, Навигатор СП, Полигон-спецификация, Документатор 5.

Общий недостаток этих конвертеров – это узконаправленность. Каждый из них работает с узким кругом программных продуктов и не позволяют полноценно использовать их в *CALS*-технологии.

Таким образом, для полноценного применения *CALS*-технологий необходимо разработать универсальный путь прохождения информации об изделии, обеспечивающей однозначное ее восприятие на всех этапах жизненного цикла. Наиболее перспективным выходом из данной ситуации служит инструкция разработанная для работы с каждым программным пакетом, а также отраслевые стандарты предприятия регламентирующие процессы экспорта/импорта данных в едином информационном пространстве.

## МОДЕЛИ СОБСТВЕННЫХ КОЛЕБАНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ КОНСТРУКЦИЙ РЭС

И. А. Лозовой, С. Ю. Сизов, А. В. Турецкий, В. А. Шуваев, А. В. Муратов

Воронежский государственный технический университет 394026, Воронеж, Московский проспект, 14 Email: kipr@vorstu.ru

В статье рассмотрены математические модели анализа динамических характеристик, прочности и резонансных частот конструкций РЭС.

Популярностью среди разработчиков во многих отраслях промышленности пользуются САПР высокого уровня. Среди таких систем можно выделить Pro/ENGINEER [1]. Она относится к «механической» САПР, охватывающей все стадии проектирования и подготовки производства, включающая процесс 3D моделирования, инженерного анализа и технологической подготовки производства. Преимущество таких систем проектирования, перед набором отдельных САПР, решающих узкие задачи неоспоримо, так как отпадает необходимость в конвертации данных при переходе от одной системы в другую при неизбежных переделках и доработках.

Для решения задачи инженерного анализа конструкций РЭС может быть использован модуль Pro/ENGINEER Mechanica. Он позволяет осуществлять исследование термомеханических характеристик проектируемых изделий и их оптимизацию по заданным параметрам.

Использование инженерного анализа в Pro/ENGINEER Mechanica предусматривает сбор входных данных, постановку начальных условий, проведение расчета, обработку результатов и принятие решения по полученным результатам.

Если у инженеров сбор входных данных не вызывает особых трудностей, то для формирования начальных условий требуется большой опыт механического анализа конструкций, так как существует великое множество вариантов приложения статических и динамических сил в различных конструкциях. По сути это работа узкоспециализированного аналитика- расчетчика.

Для повышения эффективности процесса инженерного анализа РЭС на механические воздействия предлагается разработать дополнительную автоматизированную систему постановки начальных условий, анализа результатов исследования и формирования комплекса рекомендаций по принятию проектных решений. Рассмотрим базовые модели основных задач анализа механических характеристик конструкций РЭС [2].

При использовании динамической (физической) модели конструкции РЭС в виде системы стержней и пластин (каркасы стоек, блоков, ячеек платы и т.д.) задача сводится к анализу колебаний в таких элементах и имеет типовые постановки и соответствующие математические модели.

Модель продольных колебаний стержней включает уравнение

$$C^{2} \frac{\partial^{2} \xi}{\partial x^{2}} + f(x,t) = \frac{\partial^{2} \xi}{\partial t^{2}},$$
(1)

где  $\xi$  – амплитуда (смещение) точки;  $c^2 = E/\rho$ ; E – модуль упругости;  $f(x,t) = F(x,t) / \rho$  – плотность внешней силы F(x,t), а также начальное условие

$$\xi(x,0) = \varphi(x),\tag{2}$$

$$\frac{\partial \xi}{\partial t}(x,0) = \psi(x) \tag{3}$$

В качестве граничных условий используются следующие: *условие I рода:* 

$$\xi(0,t) = \mu_1(t), \quad \xi(1,t) = \mu_2(t),$$
(4)

где l – длина стержня;  $f_1, f_2$  – законы движения концов стержня; *условие II рода:* 

$$E\frac{\partial\xi}{\partial x}\Big|_{x=0} = F_1(t), \qquad (5)$$

$$E\frac{\partial\xi}{\partial x}\Big|_{x=l} = F_2(t), \qquad (6)$$

где *F*<sub>1</sub>, *F*<sub>2</sub> – законы изменения силы, приложенной к концам стержня.

В частности, для упруго закрепленного при x = l стержня:

$$E\frac{\partial\xi}{\partial x}(l,t) = -k\xi(l,t), \qquad (7)$$

где *k* – коэффициент жесткости закрепления; *условия III рода:* 

$$\frac{\partial \xi}{\partial x}(l,t) + \frac{k}{E} [\xi(l,t) - \beta(t)] = 0, \qquad (8)$$

$$\frac{\partial \xi}{\partial x}(0,t) + \frac{k}{E} [\xi(0,t) - \beta(t)] = 0, \qquad (9)$$

где  $\beta(t)$  – закон распределения точки закрепления стержня.

В случае трехмерного объекта дифференциальное уравнение гиперболического типа имеет вид

$$c^{2}\Delta\xi + f(x, y, z, t) = \frac{\partial^{2}\xi}{\partial t^{2}},$$
(10)

458

а граничные условия: *I рода* 

$$\left. \xi \right|_{S} = \mu(x, y, z, t), \tag{11}$$

II рода

$$\left. \frac{\partial \xi}{\partial n} \right|_{s} = \frac{F}{E}(x, y, z, t), \qquad (12)$$

III рода

$$\left(\frac{\partial\xi}{\partial n} + \frac{K}{E}\xi\right)|_{s} = \beta(x, y, z, t).$$
(13)

Постановка краевой задачи включает уравнение (10), граничные условия (11), (12) или (13) или их сочетание, а также начальное условие

$$\xi(x, y, z, 0) = \varphi(x, y, z). \tag{14}$$

При использовании модели поперечных колебаний стержня уравнения записываются в виде

$$c^2 \frac{\partial^4 \xi}{\partial x^4} + \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = 0, \tag{15}$$

$$c^2 = \frac{B\tau}{\rho s'} \tag{16}$$

где т – момент инерции стержня; s– площадь поперечного сечения стержня.

Граничные условия учитывают типовые случаи закрепления концов стержня: для свободного конца стержня

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} = 0; \frac{\partial^3 \xi}{\partial x^3} = 0; \tag{17}$$

для жестко закрепленного конца стержня

$$\xi = 0; \ \frac{\partial \xi}{\partial x} = 0; \tag{18}$$

для шарнирного закрепления конца стержня

$$\xi = 0; \ \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} = 0. \tag{19}$$

Для некоторых типовых конструкций РЭС (платы) используется модель поперечных колебаний пластины. Механические колебания в однородной пластине описываются уравнением

$$c^{2}\left(\frac{\partial^{2}\xi}{\partial x^{2}} + \frac{\partial^{2}\xi}{\partial y^{2}}\right) + f(x, y, t) = \frac{\partial^{2}\xi}{\partial t^{2}};$$
(20)

$$c^2 = T/\rho; \tag{21}$$

$$f(x, y, t) = {F(x, y, t) / \rho};$$
 (22)

где T – напряжение пластины; F(x, y, t)– приложенная сила.

При представлении конструкции в виде упругой пластины используется дифференциальное уравнение в частных производных 4-го порядка

$$D\left(\frac{\partial^4\xi}{\partial x^4} + \frac{\partial^4\xi}{\partial x^4 \partial y^2} + \frac{\partial^4\xi}{\partial y^4}\right) - \frac{\gamma\delta}{g}\omega_0^2\xi = 0;$$
(23)

где  $D = \frac{E\delta^2}{12}(1 - \sigma^2)$  – цилиндрическая жесткость пластины;  $\sigma$  – коэффициент Пуассона;  $\gamma$  – удельный вес пластины;  $\omega_0$  – собственные частоты пластины;  $\delta$  – толщина пластины.

края пластины свободно опираются

$$\xi = 0; \, \frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} + \sigma \frac{\partial^2 \xi}{\partial y^2} = 0; \tag{24}$$

края жестко закреплены

$$\xi = 0; \, \frac{\partial \xi}{\partial x} = 0; \tag{25}$$

свободные края пластины

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} + \sigma \frac{\partial^2 \xi}{\partial y^2} = 0; \tag{26}$$

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial x^2} - (2 - \sigma) \frac{\partial^2 \xi}{\partial x \partial y} = 0.$$
(27)

Указанные модели могут быть использованы в предлагаемой системе, которая из всего многообразия начальных и граничных условий выберет оптимальные. После моделирования проверяются результаты, которые в *Pro/ENGINEER* Mechanica представлены как визуально, так и в табличной форме. По ним строятся графики изменения характеристик в случае варьирования каких либо параметров конструкции, подлежащих модификации. Соответственно принимается оптимальное решение и следует проверка в следующем цикле анализа.

Такая система постановки начальных условий совместно с модулем *Pro/ENGINEER Mechanica* может быть эффективно использована при разработке различных конструкций РЭС, что позволит значительно сократить время расчета на механическую прочность в системе Pro/ENGINEER, и это приведет к ускорению процесса проектирования.

## Список литературы

1. Минеев М.А. Pro/Engineer Wildfire 2.0/3.0/4.0. – М.: Наука и техника, 2008. – 352 с.

2. Конструкторско-технологическое проектирование электронной аппаратуры / К.И. Билибин, А.И. Власов, Л.В. Журавлева и др.; под общ. ред. В.А. Шахнова. – М.: Издво МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 528 с.

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ АНАЛИЗ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ В ПРОГРАММНОМ КОМПЛЕКСЕ ANSYS

А. В. Судариков, М. А. Ромащенко, А. В. Муратов

Воронежский государственный технический университет 394026, Воронеж, Московский проспект, 14 kipr@vorstu.ru

В данной статье проводится электромагнитный анализ катушки индуктивности без сердечника и анализ катушки индуктивности с ферритовым сердечником в программном комплексе ANSYS и сравнение полученных результатов. Результатами моделирования является графическое представление в векторном виде магнитной индукции В, отображение модуля магнитной индукции и распределение магнитного потока.

Моделируемая катушка имеет следующие размеры: внутренний радиус 10 мм, внешний радиус 20 мм, высота 10 мм. Катушка 3 (рис. 1) содержит 500 витков провода, намотана на каркас 4 из пластмассы, коэффициент заполнения равен 0,9. В катушке протекает ток 1 А, напряжением 50 В и частотой 1000 Гц. Размеры сердечника диаметр 15 мм высота 10 мм. Свойства материалов: для катушки, воздуха и каркаса примем магнитную проницаемость равную 1. Магнитная проницаемость ферритового стержня 1000. Диэлектрическая проницаемость катушки равна 2,3. Удельное сопротивление провода  $\rho = 3 \cdot 10^{-8}$  Ом/м.



Проведем 2D моделирование катушки, учитывая ее симметричность [1].

Рис. 1. Модель катушки и внешней среды: *a* – катушка без сердечника; *б* – катушка с ферритовым сердечником: 1 – внешняя среда (воздух) моделирующая затухание на бесконечности; 2 – внешняя среда (воздух): 3 – катушка; 4 – каркас; 5 – сердечник

Рассмотрим и сравним распределение магнитного поля в катушке с сердечником и без сердечника (рис. 2). В программном комплексе *Ansys* расчет величины магнитной индукции и распределения магнитного потока производится методом конечных элементов. Как известно, число линий, пересекающих единицу поверхности, перпендикулярной к ним, пропорционально индукции магнитного поля в данном месте. Из рис. 2 видно, что густота линий у катушки с сердечником значительно больше чем у катушки без сердечника, следовательно, и величина магнитной индукции больше. На рис. 2 отображена величина магнитной индукции.



Рис. 2. Распределения магнитного потока и величина магнитной индукции: *a* – катушка без сердечника; *б* – катушка с сердечником



Рис. 3. Просмотр результата расчета модуля магнитной индукции *a* – катушка без сердечника; *б* – катушка с сердечником

На рис. 3 представлены результаты расчета модуля магнитной индукции, цветом показана величина модуля магнитной индукции. Также сравнив данные величины получаем, что модуль магнитной индукции у катушки с ферритовым сердечником практически в 1,5 раза больше, чем модуль магнитной индукции у катушки без сердечника при одинаковых значениях напряжения и частоты [2, 3].

## Список литературы и источников

1. Чигарев А.В. Ansys для инженеров / А.В. Чигарев, А.С. Кравчук, А.Ф. Смалюк. – М.: Машиностроение, 2004. – 512 с.

- 2. http://www.ansys.com/
- 3. http://www.emp.ru/

461

## ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ РАЗРАБОТКИ КОНСТРУКЦИЙ РЭС С УЧЕТОМ ЭМС И ЭМУ

## М. А. Ромащенко, А. В. Судариков, А. В. Муратов

Воронежский государственный технический университет 394026, Воронеж, Московский пр-т, 14 e-mail: kipr@vorstu.ru

В статье рассмотрены основные принципы разработки конструкций РЭС с учетом электромагнитной совместимости и электромагнитной устойчивости, выделены наиболее вероятные источники и приемники электромагнитных наводок, даны краткие рекомендации по их конструированию.

В общем случае, на начальных этапах разработки РЭС, четкого разграничения узлов на источники и приемники наводки сделать нельзя. Иногда один и тот же элемент может являться одновременно и источником, и приемником наводки. Так, например, любой промежуточный каскад многокаскадного усилителя является источником наводки для всех предыдущих каскадов и приемником наводки от всех последующих.

Поэтому на первом этапе решения конкретной задачи обеспечения ЭМС и ЭМУ удобно считать все элементы устройства потенциальными источниками и приемниками наводки, выбирая затем методом последовательного исключения наиболее вероятные варианты, подлежащие детальной проработке.

Чем выше соотношение уровней мощностей и напряжений между какими-либо частями РЭС, тем вероятнее наводка с одной из этих частей на другую. При одинаковых коэффициентах паразитной связи на резонансных контурах, работающих на основной частоте, возбуждается большее напряжение, чем в апериодических или в расстроенных цепях. Поэтому из всех элементов изделия наиболее вероятными источниками, наводки являются элементы с самыми высокими уровнями высокочастотной или импульсной мощности. Наиболее вероятными приемниками наводки являются элементы с наименьшим уровнем высокочастотной мощности, содержащие резонансные контуры, настроенные на частоты, излучаемые вероятными источниками наводки [1].

При разработке и экспериментальной доводке конструкций РЭС важно знать вероятные источники и приемники наводки для принятия необходимых мер. В общем случае в качестве источников и приемников можно выделить следующие основные функциональные узлы, при этом следует иметь ввиду, что при решении конкретной задачи возможны и другие, самые неожиданные источники и приемники наводок.

Вероятные источники наводок

• сеть питания переменного тока;

 импульсные и мощные генераторы высокой частоты, особенно работающие в нелинейном режиме;

- импульсные модуляторы с высоким напряжением и большим током;
- двигатели внутреннего сгорания с электрическим зажиганием;
- электросварочные аппараты;
- электропечи с дуговым разрядом;
- генераторы импульсов, особенно с большим током, например, блокинг-генераторы;

 генераторы развертки, особенно с высоким напряжением и малым временем обратного хода;

• обмотки реле, контакторов, соленоидов и других приборов, имеющие большую индуктивность и работающие в режиме включения-выключения;

- электродвигатели, работающие в режиме включения-выключения;
- коллекторные электродвигатели;
- выключатели, переключатели и контактные пары реле;
- флуоресцентные осветительные приборы;

• феррорезонансные стабилизаторы напряжения;

• выходные и силовые трансформаторы, дроссели питания с зазором;

• выходные и предвыходные каскады усилителей высокой, промежуточной и низ-кой частот;

• недостаточная и ненадежная металлизация аппаратуры.

## Вероятные приемники наводок

• все радиоприемники, особенно чувствительные и работающие в длинноволновом диапазоне;

• электронно-лучевые трубки;

• спусковые устройства (триггеры, ждущие блокинг-генераторы и мультивибраторы и другие элементы импульсной и вычислительной техники) с высокой чувствительностью срабатывания;

• входные и первые промежуточные каскады усилителей всех типов;

• входные трансформаторы усилителей низкой частоты;

• длинные кабели, соединяющие разные устройства или части одного устройства, особенно при наличии двух и более заземлений.

Таким образом, задачи, стоящие перед разработчиками радиоэлектронного средства, можно сформулировать следующим образом:

• все источники наводки, находящиеся в разрабатываемой аппаратуре, не должны мешать ее нормальному функционированию;

• разрабатываемая аппаратура не должна мешать нормальному действию окружающей аппаратуры, за исключением случаев принципиальной невозможности осуществления этого;

• в разрабатываемой аппаратуре должны быть приняты меры к тому, чтобы окружающая аппаратура не мешала ей нормально функционировать.

Для решения первых двух задач необходимо встраивать помехоподавляющие элементы (экраны, фильтры, развязывающие и искрогасящие цепи) во все вероятные источники наводки, перечисленные выше. Это гарантирует отсутствие наводки не только на данный конкретный приемник, но и на все другие, которые могут обнаружиться в дальнейшем. В тех частных случаях, когда наводка поступает на приемник по входным цепям вместе с сигналами и на тех же частотах, подавление наводки у источника является единственным способом избавления от нее. В остальных случаях для большей надежности полезно решать и третью задачу – хотя бы частично вводить помехоподавляющие элементы в приемники наводки.

Наилучший эффект получается при совмещении основных и помехоподавляющих элементов в единую конструкцию. При этом исключается возможность прохождения помех помимо подавляющих элементов.

Экспериментальные работы по подавлению наводок сложны и занимают много времени. Поэтому при конструктивной проработке изделия полезно с запасом вводить помехоподавляющие элементы во все вероятные источники и приемники наводки. Если разрабатываемая конструкция будет изготавливаться небольшими сериями, то подробная проверка действительной полезности каждого помехоподавляющего элемента нецелесообразна. Такая проверка имеет смысл только в случаях массового производства разрабатываемого прибора или если он должен иметь минимальный вес и объем. Тогда, после устранения элементов, оказавшихся излишними, и внесения изменений в конструкцию, можно получить некоторую экономию в стоимости, весе и объеме изделия.

## Список литературы

1. Кравченко В.И. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи / В.И. Кравченко, Е.А. Болотов, Н.И. Летунова. – М.: Радио и связь, 1987. – 256 с.: ил.

## МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС И ЭМУ КОНСТРУКЦИЙ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКИХ И СРЕДНИХ ЧАСТОТ

#### М. А. Ромащенко, А. В. Муратов

Воронежский государственный технический университет 394026, Воронеж, ул. Московский пр-т, д. 14 e-mail: kipr@vorstu.ru

В статье рассмотрены основные методы обеспечения электромагнитной совместимости и электромагнитной устойчивости конструкций усилителей низких и средних частот, выделены наиболее характерные пути распространения паразитных связей, даны краткие рекомендации по их конструированию как одной из составляющих частей РЭС.

Элементы конструкции усилителей применяемых в РЭС, такие как, шасси, металлическое основание, корпус или печатная плата, в некоторых случаях могут электрически соединять различные точки схемы усилителя. В этом случае каждый элемент или провод имеют некоторую емкость относительно конструкции или соединяются с ним непосредственно. Под влиянием переменных напряжений на элементах усилителя, по поверхностному слою шасси протекает множество токов в самых разнообразных направлениях. Там же протекают вихревые токи, вызванные переменным магнитным полем катушек и проводов. В зависимости от величины активного и реактивного сопротивлений поверхностного слоя шасси между различными его точками возникают разности потенциалов. Они, в свою очередь, могут передаваться в любые точки усилителя, имеющие электрическую, емкостную или индуктивную связь с шасси, вызывая этим паразитную связь между различными элементами усилителя, относящуюся к связи через общее сопротивление.

Кроме указанного выше источника паразитной связи, необходимо учитывать наличие печатной платы, сложная конфигурация печатных проводников которой не позволяет точно определить распространение паразитных полей. На односторонних платах все места, свободные от основных проводов, соединяющие потенциальные точки узла, занимают общим проводом (земля). По технологическим причинам общий провод выполняют с вырезами. Поверхность общего провода значительно меньше поверхности металлической конструкции РЭС, из-за чего печатный монтаж на односторонних печатных платах наиболее подвержен паразитным связям через общее сопротивление. Рекомендуется использовать двусторонние печатные платы, одну сторону которой можно использовать как землю, оставляя место под технологические отверстия. Поверхность такого покрытия мало отличается от поверхности металлического корпуса и при соблюдении правил металлизации, такие платы могут быть рекомендованы для монтажа усилителей с большим усилением [1].

Разумеется, что обратная связь через корпус прибора проявляется тем сильнее, чем выше рабочая частота усилителя, так как с ее повышением возрастают токи, протекающие через емкости монтажа и деталей, и увеличиваются его активное и реактивное сопротивления. На частотах, измеряемых килогерцами и единицами мегагерц, разности потенциалов между различными точками поверхности конструкции настолько малы, что ее можно считать эквипотенциальной и, следовательно, не создающей паразитной связи. Таким образом, в усилителях, работающих в указанном диапазоне частот, меры предосторожности в отношении паразитной обратной связи через элементы конструкции не принимаются. В таких усилителях контурные катушки индуктивности обычно имеют относительно большие размеры, а контуры, в которые они входят, малое затухание. Возможность паразитной индуктивной связи между катушками, входящими в различные каскады усилителя, велика из-за относительно большой величины внешнего магнитного поля. Катушки помещаются в броневые сердечники из магнитодиэлектрика, резко уменьшающие их рассеивание, или контуры целиком экранируются друг от друга специальными экранами. В простейшем случае применяются неэкранированные открытые катушки, прикрепляемые к разным сторонам корпуса, служащего одновременно экраном. Все это определяет общую конструкцию усилителя, который обычно монтируется в общем корпусе, на плате с другими частями РЭС.

При использовании в усилителе трансформаторов и дросселей между ними возможна емкостная и индуктивная связь, во избежание которой их удаляют друг от друга и экранируют. Особое внимание следует обратить на разделение входных и выходных элементов и трансформаторов в многокаскадных усилителях с большим усилением. Если в конструкцию усилителя входят два или три трансформатора: входной, выходной и силовой, то паразитная связь между входным и двумя остальными недопустима, особенно при большом усилении. В таком случае входной трансформатор устанавливают на максимально возможном удалении от других и ориентируют ось его катушки, так, чтобы она была перпендикулярна осям выходного и силового трансформаторов. При установке трансформаторов на общие металлические части конструкции РЭС часть магнитных потоков выходного и силового трансформаторов может проникнуть в магнитопровод входного трансформатора и вызвать значительные наводки. Для предохранения от них входной трансформатор в усилителе с большим усилением крепят на элементах конструкции через немагнитную прокладку (рис. 1). Также, для уменьшения паразитной емкостной связи трансформаторов желательно как можно большую часть пластин сердечника и другие детали соединить с корпусом. Наиболее рациональным методом предохранения от наводок на усилитель является устранение входного трансформатора, даже если это связано с усложнением входных каскадов.



Рис. 1. Рекомендуемое взаимное расположение трансформаторов

При обеспечении ЭМС и ЭМУ усилителей с использованием для предварительного усиления интегральных микросхем, особенно при каскадном включении, необходимо принять меры против самовозбуждения на самых низких частотах, вплоть до применения стабилизатора напряжения питания.

Таким образом, при разработке конструкций усилителей низких и средних частот, работающих вплоть до частот 5–10 МГц, на наиболее распространенных типах элементной базы, достаточно придерживаться приведенных рекомендаций. Для данной категории функциональных блоков обеспечение ЭМС и ЭМУ вполне может быть выполнено по «остаточному» принципу, т.к. не требует применения особых схемотехнических и конструкторско-технологических методов. В основном же конструктор может исходить из соображений снижения стоимости изделия, удобства монтажа, регулировки, смены деталей, обеспечения ремонтопригодности и т.д., не придавая особого значения паразитным связям, если их подавление учтено схемой.

#### Список литературы

1. Шваб И. Адольф. Электромагнитная совместимость. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 468 с.: ил.

## МЕТОДИКИ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕЧАТНЫХ УЗЛОВ В ПАКЕТЕ SOLIDWORKS SIMULATION

В. С. Пономарев, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail:: ponomarev-vits@yandex.ru

Представлена разработка и исследование методик конечно-элементного анализа в пакете SOLIDWORKS SIMULATION. На основе разработанных методик выполняется моделирование статической и ударной нагрузки, собственных частот и форм колебаний печатного узла.

В настоящее время моделирование электронных средств (ЭС) с учетом влияния механических воздействий наряду с постоянным повышением требований к надежности и качеству аппаратуры осложняется широким спектром применяемых электронных компонентов и вариантов их установки, ростом требований к механической устойчивости конструкций. Отказы, связанные с потерей механической прочности ЭС, как правило, выявляются на завершающих этапах разработки и приводят к необходимости длительной оптимизации конструкции, что в конечном итоге сказывается на сроках и стоимости проектирования. Применение компьютерного моделирования механических процессов позволяет сократить количество промежуточных вариантов конструкции и уменьшить себестоимость и время проектирования [1].

В настоящее время многие промышленные предприятия, деятельность которых направлена на производство радиоэлектронной аппаратуры, на этапе научно-исследовательской работы и опытно-конструкторской разработки применяют компьютерное моделирование, являющееся необходимым инструментом создания современных технических объектов. Вместе с тем, значительная доля предприятий использует только лишь технологию пространственного моделирования для разработки конструкторской документации и технологических процессов. Естественным процессом, обусловленным тенденцией гиперроста информационной и технологической поддержки на стадиях проектирования изделия, является переход на следующий уровень, ориентированный на использование численного моделирования физических характеристик радиоэлектронной аппаратуры. Таким образом, использование традиционных методик расчетов в условиях современного рынка является неприемлемым. Как следствие, актуальной задачей является разработка методик, применимых для проведения компьютерного анализа.

*Цель данной работы* – разработка и исследование методик численного моделирования механических характеристик печатных узлов электронных средств.

Конечно-элементный пакет SolidWorks Simulation является партнерским приложением, функционирующим на модели SolidWorks – одной из самых популярных в Росси систем параметрического твердотельного и пространственного моделирования. Использование данных продуктов для проектирования и инженерного анализа подразумевает отсутствие конвертации данных, так как вычислительный модуль имеет доступ к семантике детали и сборки, а расчетная информация пишется непосредственно в модель. То есть, единственная геометрическая модель, выполненная в SolidWorks, может быть связана с рядом разнообразных задач в SolidWorks Simulation [2].

В данной работе представлена разработка и исследование методик построения геометрических моделей печатных узлов радиоэлектронной аппаратуры, а также методик определения материалов элементов, входящих в состав печатных узлов и рекомендаций по выполнению численного анализа.

#### Методика определения материалов элементов печатных узлов

В пакете *SolidWorks* по умолчанию при применения материала к детали подключается библиотека материалов, включающая различные категории, такие как, алюминиевые сплавы, пластмассы, неметаллы, медные сплавы и другие. Выбрать для детали материал можно воспользовавшись окном Материалы. Но для элементов радиоэлектронной техники данная методика является неприемлемой. Электронные компоненты, как правило, сами являются сложными изделиями, выполненными из различных материалов. Количественные характеристики используемого материала при определении материалов элементов печатного узла. К примеру, конструкция оксидного алюминиевого конденсатора состоит из двух свернутых в рулон полос алюминиевой фольги, разделенных прослойкой из бумаги или ткани, пропитанных пастообразным электролитом, помещенным в алюминиевый цилиндрический корпус. Указать для каждого материала, входящего в состав конструкции такого конденсатора, модуль упругости или коэффициент Пуассона является довольно затруднительной и, подчас, невозможной задачей. Кроме того, построение модели и расчет займет довольно длительное время. В связи с этим решением данной проблемы является выбор количественных параметров модели на основе того материала, доля которого в конструкции является доминирующей. Соответственно, зная общую массу и размеры конструкции элемента можно определить массовую плотность и другие характеристики элемента в целом.

Рассмотрим построение эквивалентной модели на примере конденсатора К50–16–50В–200мкФ –20+80 %. Из справочной литературы определяем геометрические размеры и массу радиоэлемента. В табл. 1 приведены параметры конденсатора.

Таблица 1

| Параметр        | Значение                    |
|-----------------|-----------------------------|
| Наименование    | К50-16-50В-200 мкФ -20+80 % |
| Вид конструкции |                             |
| Размеры, мм     | D = 18; L = 26              |
| Масса, г        | m = 12                      |

Нетрудно вычислить объем конденсатора, зная его размеры по формуле:

$$V = \pi \times \frac{D^2}{4} \times L = 6,62 \cdot 10^{-6} \,\mathrm{m}^3.$$

Тогда средняя плотность равна

$$\rho = \frac{m}{V} = \frac{12 \cdot 10^{-3}}{6,62 \cdot 10^{-6}} = 1814 \text{ kg/m}^3.$$

Так как преимущественно в данном конденсаторе преобладает алюминий, то в качестве материала примем алюминиевый сплав, плотность которого будет составлять 1814 кг/м<sup>3</sup>.

Процедура формирования подобных моделей выполняется путем создания собственной библиотеки с категориями и материалами. Первый способ – создание библиотеке в текстовом редакторе, придерживаясь требуемой структуры и сохранения его в формате (*.sdlmat*). Второй способ – создание материала и редактирование физических характеристик материала в соответствующем окне *Материалы*.

Параметры конденсатора К50–16

#### Методика построения геометрических моделей печатных узлов

После завершения анализа технического задания на разработку, выбора элементной базы, разработки конструктивных вариантов, приступают к моделированию как отдельных узлов конструкции, так и изделия в целом. При построении расчетной модели обязательным условием является использование упрощенной геометрии. То есть необходимо применение ряда изначально оговоренных допущений, которые в конечном итоге должны учитываться при анализе полученных в ходе моделирования результатов. При этом модель должна отвечать требованиям универсальности, точности, адекватности и экономичности.

Точная геометрическая модель изделия важна для донесения информации в форме, соответствующей выполняемым функциям в жизненном цикле изделия. Другими словами, конструктор работает с геометрией изделия в привычной среде САПР, а сотрудник маркетингового подразделения может получать представление трехмерной сборки, пригодное для размещения в рекламных материалах. Однако в случае численного моделирования модель должна лишь достаточно полно отражать свойства и поведение исследуемого печатного узла в процессе эксплуатации.

Рассмотрим проведение компьютерного анализа воздействия статической нагрузки (силы тяжести) на печатный узел, представленный на рис. 1, *а*.



Рис. 1. Модель печатного узла: a – геометрическая модель, построенная в пакете SolidWorks; б – нагрузка и ограничения

В соответствии с описанной выше методикой, для данного узла были определены материалы и их физические характеристики, представленные в табл. 2.

Таблица 2

| Элемент печатного узла | Материал        | Плотность, | Объем, $V$ , мм <sup>3</sup> |
|------------------------|-----------------|------------|------------------------------|
| Резистор               | Керамика        | 0,0025     | 49,48                        |
| Выводы резистора       | Медный сплав    | 0,0089     | 2,54                         |
| Паяное соединение      | ПОС-61          | 0,0085     | 0,45                         |
| Печатная плата         | Стеклотекстолит | 0,00185    | 795,46                       |

Материалы печатного узла и их характеристики

Примем, что печатная плата закреплена четырьмя винтами. Резистор припаян к плате припоем ПОС-61. Печатный узел подвергается воздействию статической нагрузки, в нашем случае, нагрузкой является сила тяжести, характеризуемая ускорением g = 9,81м/c<sup>2</sup>, действующим перпендикулярно плоскости платы. Нагрузки и ограничения представлены на рис. 1,  $\delta$ .

Численный расчет в пакете SOLIDWORKS SIMULATION дает распределения напряжений в узлах элементов, перемещения, деформации. Оценку модели будем проводить
по значениям напряжения в узлах в критической области, где статическое узловое напряжение значительно превышает среднее значение напряжения для печатного узла в целом. Такая область представлена на рис. 2, *a*, на котором датчик указывает максимальное напряжения для всего узла в целом. Для этой области были получены значения статического узлового напряжения в узлах конечных элементов. На рис. 2, *б* представлены результаты в виде графика, где по горизонтальной оси отложены значения параметрического расстояния, то есть условной длины средней линии проходящей по поверхности рассматриваемой области, по вертикальной оси – значения статических узловых напряжений.



Рис. 2. Область максимальных статических узловых напряжения: *а* – максимальное статическое узловое напряжение печатного узла; *б* – распределение статических узловых напряжений

Одним из вариантов упрощений является представление корпуса резистора как правильного цилиндра. Такое упрощение повлияет, прежде всего, на массовые характеристики резистора. Упрощенная модель корпуса резистора представлена на рис. 3, *б*.



Рис. 3. Модель корпуса резистора: *а* – модель корпуса резистора без допущений; *б* – упрощенная модель корпуса резистора

При моделировании механических характеристик с учетом оговоренного допущения в рассматриваемой области были получены значения статического узлового напряжения в узлах конечных элементов, заполняющих эту область. Анализ результатов расчета показал, что внесение упрощений в модель печатного узла практически не влияет на поведение исследуемого печатного узла – вносимая погрешность не превышает 3,8 %. При этом время построения сетки сокращается более чем в 4 раза, так же, как и время решения, по сравнению с анализом модели без допущений Последнее позволяет сделать вывод, что данное допущение является приемлемым.

По аналогии с представленными вариантами упрощений был рассмотрен ряд других допущений. В результате многократно выполненных расчетов были определены следующие рекомендации.

1. При построении модели необходимо избегать малых скруглений (в нашем случае – с радиусом меньше 0,3 мм). При использовании малого радиуса скругления

«сшиваемость» сетки довольно затруднительна, что приводит к наличию в сетке конечных элементов «неправильной» формы и, как результат, решение системы линейных уравнений, описывающей расчетную модель, становится невозможным или наблюдается локальная расходимость полученных значений, противоречащих прогнозируемому результату [3].

2. При построении модели желательно использовать «правильные» фигуры. При использовании фигур правильной формы, количество элементов, и, следовательно, узлов в сетки и уменьшается, что приводит к экономии аппаратных средств компьютера и числа итераций решения. Кроме того, процент элементов с «неправильным» соотношением сторон уменьшается в разы, что, в свою очередь, приводит к хорошей дискретизации [3].

### Методика построения сетки конечных элементов

В SolidWorks Simulation присутствует различные методы построение сетки. По аналогии с методикой построения геометрической модели были проделаны численные моделирования механических характеристик печатного узла, представленного на рис. 1, *a* с использованием различных режимов построения сетки конечных элементов. В результате, самым эффективным методом оказалось построение сетки конечных элементов с использованием *h-адаптивного* метода. Он заключается в уплотнении сетки в зонах, где величина плотности энергии деформации относительно велика по сравнению со средним ее значением, так как поведение исследуемого объекта подчиняется зависимости, представленной на рис. 2, *б*, и погрешность составляет 11 %. При построение сетки по *p-адаптивному* режиму погрешность составила 24 %. Время расчета составило около 30 минут.

При использовании различных решающих программ выбор был сделан в пользу итерационного решателя *FFEPlus*. Результаты, полученные с использованием разных решателей, в целом схожи между собой, однако, время расчета, для итерационного компактного решателя *FFEPlus* примерно в 4 раза меньше, чем для прямого метода для разряженных матриц и в 2 раза меньше, чем у простого итерационного метода. Таким образом, наилучшим с точки зрения объема оперативной памяти является итерационный компактный метод, он же является и самым оперативным.

На основе разработанных методик выполнено моделирование статической и ударной нагрузки, собственных частот и форм колебаний печатного узла.

В заключение хотелось бы отметить тот факт, что компьютерный анализ не может полностью предсказать результаты влияния механических воздействий – для этого обязательно нужна экспериментальная проверка конструкции. Однако полученные данные могут во многом дать ценную информацию о характере наносимого ущерба для поиска новых проектных решений на стадии разработки радиоэлектронной аппаратуры.

Материалы данной исследовательской работы предполагается использовать в качестве методического пособия для студентов, обучающихся по программе подготовки магистров, при изучении дисциплины «Компьютерные технологии в науке и производстве».

Потенциальными потребителями разрабатываемых методик могут быть промышленные предприятия г. Красноярска, проектирующие РЭА: ООО "МАКСИМА ЭЛЕКТРОНИКС"; ФГУП НПП «Радиосвязь»; ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнева.

## Список литературы

1. Маквецов Е.Н., Тартаковский А.М. Механические воздействия и защита радиоэлектронной аппаратуры: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь. 1993. – 200 с.

2. Алямовский А.А. SolidWorks 2007/2008. Компьютерное моделирование в инженерной практике / А.А. Алямовский, А.А. Собачкин, Е.В. Одинцов, А.И. Харитонович, Н.Б. Пономарев. – СПб.: ВХБ Петербург, 2008. – 1040 с.

3. Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов: пер. с англ. – М.: Мир. – 1976. – 392 с.

#### 471

## МАХОВИЧНЫЕ НАКОПИТЕЛИ В ЛОКАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ ЭНЕРГОПИТАНИЯ

#### А. В. Зеленский, О. В. Терехина

Самарский аэрокосмический университет 443096, Россия, г. Самара, Московское шоссе, 34 A E-mail: ZAV-503@yandex.ru

В данном докладе рассматриваются способы уменьшения затрат на электроэнергию за счет использования накопителя энергии как промежуточного элемента локальной системы энергопитания. Рассматривается маховичный накопитель как наиболее актуальный аккумулятор для малых и удаленных территорий и для частного использования (коттедж, квартира и т. д.).

Обеспечение электрической энергией предприятий и жителей является актуальным в настоящее время. Рассматривая вопрос потребления энергии то можно сказать, что важнейшей задачей является легкодоступность и дешевизна электричества. Последние исследования показали, что запасы топлива – нефти, при современном уровне отечественной добычи, осталось на 40–50 лет. В складывающейся ситуации целесообразно оптимизировать задачи постоянного энергоснабжения, например введением локальных систем энергопитания. Локальные системы энергопитания содержат следующие источники электроэнергии: солнечные батареи, ветроустановки, термоэлектрические источники энергии и т. д. Специалисты энергетики приходят к обоснованному выводу: развитие энергетики должно идти по пути комплексного использования разнообразных источников энергии, эффективно дополняющих друг друга в различных условиях.

Единая центральная энергосистема не способна в полной мере обеспечить потребности в энергоснабжении общирных разобщенных территорий. Единственным универсальным средством электроснабжения удаленных территорий остаются дизельные электростанции. Из-за высоких расходов на топливо стоимость электрической энергии при использовании дизельных электростанций значительно выше, чем стоимость тарифа на электроэнергию в централизованных электроэнергетических системах. Это ставит северные и дальневосточные регионы в неравные условия, не способствует экономическому развитию их территорий, ухудшает экологическую и демографическую ситуацию. Выходом из данной ситуации является установка и использование возобновляемых локальных источников энергии.

Необходимо ориентировать отрасль на использование централизованных и локальных энергетических систем и в каждом конкретном случае рассматривать наиболее приемлемое их сочетание. Для одних потребителей (или регионов) необходимы крупные поставщики электроэнергии. А для других – небольших предприятий или неэнергоемких производств – вполне достаточно электроэнергии от небольших местных электростанций.

Использовать локальные системы энергопитания эффективно только при наличии хорошего накопителя энергии. Накопитель энергии повышает надежность системы электропитания. На сегодняшний день существует несколько видов накопителей: конденсаторные, гравитационные, гидравлические, маховичные и др. Характеристики накопителей приведены в табл. 1.

Таблица 1

| Накопитель<br>энергии | Характеристики<br>возможной<br>реализации<br>накопителя    | Запасенная<br>энергия, кДж | Удельная<br>запасенная<br>энергия, кДж/кг | Максимальное<br>время работы<br>на нагрузку<br>100 Вт, минут | Срок<br>службы,<br>лет |
|-----------------------|--|----------------------------|---|--|------------------------|
| Конденсатор-<br>ный   | Батарея емкостью<br>1Ф, напряжением<br>250 В, масса 120 кг | 31.25                      | 0.26                                      | 5.2  | до 20                  |
| Копровый              | Масса копра 2т,<br>высота подъема 5м                       | 100                        | 0.05                                      | 16.7   | до 20                  |

Окончание табл. 1

| Накопитель<br>энергии                 | Характеристики<br>возможной<br>реализации<br>накопителя                         | Запасенная<br>энергия, кДж | Удельная<br>запасенная<br>энергия, кДж/кг | Максимальное<br>время работы<br>на нагрузку<br>100 Вт, минут | Срок<br>службы,<br>лет |
|---------------------------------------|---|----------------------------|---|--|------------------------|
| Маховик                               | Стальной маховик<br>массой 100 кг,<br>диаметр 0.4 м,<br>толщина 0.1 м           | 1000                       | 10  | 167  | более 20               |
| Свинцово-<br>кислотный<br>аккумулятор | Емкость 190А·час,<br>выходное напря-<br>жение 12 В, масса<br>аккумулятора 25 кг | 3900                       | 56  | 650  | 3–5                    |

Маховичные накопители энергии являются наиболее выгодными из предложенных выше, по своим техническим характеристикам. Они предназначены для накопления механической энергии в маховике (системе маховиков), консервации энергии при вращении маховика и выдачи ее потребителю при необходимом режиме работы.

Нами проведено исследование потребления электроэнергии потребление электроэнергии на примере двухкомнатной квартиры.

Построим график потребления энергии за сутки (за каждый час).



Рис. 1. Потребление электроэнергии в сутки

Выше приведенные цифры и график показывают, что необходим источник энергии около 700 Вт, при самой максимальной нагрузке. На самом деле получается, что исходя из суточного потребления электроэнергии, можно уменьшить мощность источника энергии, при наличие аккумулятора.

Вычислим среднюю мощность  $P_0$ :

$$P_0 = \frac{P_1(t) + P_2(t) + \dots + P_{24}(t)}{t} = 0,25\kappa Bm.$$
<sup>(1)</sup>

Из рис. 1 и формулы (1) видно, что средняя мощность источника энергии должна оставлять 0,25 кВт. Превышение данного среднего значения происходит с 15.00 до 23.00, т. е. 9 часов, а в оставшиеся 15 часов уровень потребляемой энергии меньше чем среднее значение мощности. При наличии маховичного накопителя как промежуточного элемента системы энергообеспечения, можно значительно снизить стоимость электроэнергии и расход топлива.

Экономичнее выставить постоянную максимальную мощность электростанции равной средней  $P_{\rm max} = 0.25 \kappa Bm$ . Когда потребление энергии будет меньше этого значения, маховик будет накапливать излишнюю энергию, как только потребности будут превышать максимум, то при недостатке энергии будет забираться у него. Такой процесс называется «выравниваем нагрузки».

Для маховика, приведенного в табл. 1, время работы, при максимальной отдачи мощности в 300Вт, будет составлять 1 час. По графику 1 видно что максимальное потребление энергии в 700 Вт необходимо только один час. Таким образом, если правильно подобрать параметры маховика, он будет полностью компенсировать все затраты.

$$P_{nomp} = P_0 + P_{Hak} aga{2}$$

На рис. 2 показана схема устройства МНЭ, определяющим элементом которого выступает маховик, выполняющий функции аккумулятора энергии и источника мощности.





Такой накопитель предлагается использовать в качестве промежуточного элемента системы энергообеспечения, что позволяет осуществлять энергоснабжение потребителя за счет накопленной энергии от генерирующих установок. Такой подход позволяет максимально приблизить энергопроизводящие установки к потребителю и обеспечить ему потребление накопленной энергии в необходимых объемах и в требуемое время, а в некоторых случаях отказаться от дорогостоящей прокладки протяженных линий электропередач до потребителя.

Эта система позволяет обеспечить баланс между потреблением и выработкой электроэнергии. При этом она отвечает следующим требованиям:

 соответствие режима производства энергии (с возможностью её аккумулирования) режиму потребления;

- снижение стоимости энергии;
- высокая надежность энергоснабжения;
- экологическая безопасность.

Применение систем энергообеспечения с промежуточным накоплением энергии позволяют решать задачи энергоснабжения на любом уровне возникающих проблем. На государственном уровне решаются следующие задачи:

• создание в короткие сроки районов, удаленных от энергосистем и их линий электропередач с незначительными капитальными вложениями в строительство локальных сетей;

• обеспечение электроэнергией населения в условиях чрезвычайных ситуаций;

• снятие экологических проблем.

На региональных уровнях:

• обеспечивается занятость населения с созданием приемлемых социальнобытовых условий;

• обеспечивается возможность получения дополнительных мощностей без строительства новых генерирующих электростанций и без введения дополнительных трансформаторных подстанций.

Маховики накапливают и выделяют механическую энергию, которую сравнительно просто и с высоким КПД можно преобразовывать в другие виды энергии, кроме того, маховик – единственный аккумулятор, накапливающий одновременно с энергией и кинетический момент, что создает ряд дополнительных возможностей при применении ИМЭС в различных технических устройствах и на движущихся объектах.

### Список литературы

1. Будник В. С., Свириденко Н.Ф., Кузнецов В. И. и др. Инерционные механические энергоаккумуляторные системы. – Киев: Наука думка, 1986. – 176 с.

2. Астахов Ю. Н., Веников В. А., Тер-Газарян А. Г. Накопители энергии в электрических системах. – М.: Высш. шк., 1989.

3. Зеленский А. В., Молотов П. Е. Проектирование маховичных накопителей энергии. – М.: Машиностроение, 2002. – 212 с.

## ОЦЕНКА ОСТАТОЧНОГО РЕСУРСА РАБОТЫ СЛОЖНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА С ПОМОЩЬЮ АППАРАТА НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

## А. И. Мезенцева

Уфимский государственный авиационный технический университет 450000, Уфа-центр, ул. К. Маркса, 12 e-mail: nastya.mezenceva@mail.ru

Остаточный ресурс работы сложного технического объект и методы его прогнозирования и оценки, применение аппарата искусственных нейронных сетей для оценки и прогнозирования остаточного ресурса работы, проверка адекватности входных данных и полученной математической модели.

В современных условиях, когда потребности эксплуатирующих организаций в поставках новых и в капитальном ремонте существующих технических систем и объектов из-за экономических и иных ограничений удовлетворяются всего на 3–4 %, возрастает актуальность продления сроков эксплуатации систем до капитального ремонта или списания.

Продление сроков эксплуатации сложной технической системы до настоящего времени было связано с уточнением назначенных сроков ее службы (полных или межремонтных). Данная процедура предусматривает проведение выборочного технического освидетельствования выслуживших установленные сроки экземпляров системы, а также специальных исследований долговечности материалов ее конструкции и комплектующих элементов при непременном участии в этих работах кооперации разработчиков и изготовителей. При всей основательности и надежности данного подхода ему свойственен существенный недостаток, заключающийся в том, что уточненный назначенный срок службы устанавливается единым для всех экземпляров системы данного типа. Для более полного использования остаточного ресурса каждого экземпляра сложной технической системы требуется переход к эксплуатации и ремонту по ее техническому состоянию (в этом случае может быть реализован потенциально возможный срок службы каждого экземпляра) [1].

С организацией такого перехода не было бы особых проблем, если бы существовали зарекомендовавшие себя и прошедшие всестороннюю промышленную апробацию устройства контроля ресурсных характеристик. Однако анализ существующих технологий показал, что они в данный момент носят исследовательский характер и мало апробированы на практике.

Таким образом, проблема создания методов и средств диагностики состояния, оценки и прогнозирования остаточного ресурса работы технического объекта является актуальной.

В данной статье рассматривается решение задачи прогнозирования остаточного ресурса работы сложного технического объекта с использованием нейронных сетей, обученных на соответствующей базе данных.

Нейронные сети обеспечивают решение сложных задач за времена порядка времен срабатывания цепочек электронных и/или оптических элементов. Решение слабо зависит от неисправности отдельного нейрона. Это делает их привлекательными для использования в бортовых интеллектуальных системах.

Достоинством этого метода является возможность не задавать вид математической модели влияния входных данных, таких как характеристики работы объекта, состав сплава, из которого выполнен объект на долговременную прочность и циклическую усталость. Согласно решению теоремы Колмогорова неполносвязные и слоистые нейросети могут аппроксимировать любую функцию с любой заданной точностью. Таким образом, основная задача в процессе использования метода нейросетей сводится:

- 1. Выбору топологии нейросети,
- 2. Формированию обучающей выборки,
- 3. Обучению нейросети,
- 4. Проверке достоверности нейросетевой модели на контрольной выборке,

5. Построение прогноза остаточного ресурса работы технического объекта при различных условиях работы.

Под искусственной нейронной сетью понимается некоторое вычислительное устройство обработки информации, состоящее из большого числа параллельно работающих простых процессорных элементов – нейронов, связанных между собой линиями передачи информации – связями или синапсами. У нейронной сети выделена группа связей, по которым она получает информацию из внешнего мира, и группа выходных связей, с которых снимаются выдаваемые сетью сигналы. Нейронные сети применяются для решения различных задач классификации и прогнозирования. Нейронная сеть обучается решению задачи на основании некоторой обучающей выборки – "задачника", состоящего из набора пар "вход – требуемый выход", и далее способна решать примеры, не входящие в обучающую выборку [2].

Можно выделить два класса задач, решаемых обучаемыми нейронными сетями. Это задачи предсказания и классификации.

Задачи предсказания или прогнозирования являются, по существу, задачами построения регрессионной зависимости выходных данных от входных. Нейронные сети могут эффективно строить сильно нелинейные регрессионные зависимости. Специфика здесь такова, что, поскольку решаются в основном неформализованные задачи, то пользователя интересует в первую очередь не построение понятной и теоретически обоснованной зависимости, а получение устройства-предсказателя. Прогноз такого устройства непосредственно не пойдет в дело – необходимо будет оценить выходной сигнал нейросети на основе своих знаний и сформировать собственное экспертное заключение. Исключения составляют ситуации, на основе обученной нейронной сети создают устройство управления для технической системы [3].

В настоящее время имеется множество видов нейронных сетей. На основании анализа применения нейронных сетей для решения задачи прогнозирования остаточного ресурса работы выбрана нейронная сеть с иерархической сетевой структурой (рис. 1), в которой связанные между собой нейроны (узлы сети) объединены в несколько слоев.



Рис. 1. Структура многослойного персептрона с пятью входами, тремя нейронами в скрытом слое и одним нейроном выходного слоя

Межнейронные синаптические связи сети устроены таким образом, что каждый нейрон на данном уровне иерархии принимает и обрабатывает сигналы от каждого нейрона более низкого уровня. Таким образом, в данной сети имеется выделенное направление распространения нейроимпульсов – от входного слоя через один (или несколько) скрытых слоев к выходному слою нейронов. Нейронная сеть такой топологии называют обобщенным многослойным персептроном.

Для эффективного обучения формирование обучающей выборки имеет первостепенное значение, поскольку правильность формирования определяет вид будущей зависимости. Ошибки должны быть исключены.

Основной метод обучения многослойных неполносвязных нейросетей – процедура обратного распространения ошибки.

После обучения нейронной сети необходимо провести ее тестирование на тестовой выборке для определения точности решения не входивших в обучающую выборку задач.

Полученная модель в нашем случае проверяется на совокупности сплавов и режимов работы сложного технического объекта, не вошедших в обучающую выборку.

Точность правильного решения очень сильно зависит от репрезентативности обучающей выборки. Обычно при решении различных неформализованных задач в разных проблемных областях точность в 70–90 % правильных ответов на тестовой выборке соответствует проценту правильных ответов при решении этих же задач специалистомэкспертом.

### Список литературы

1. Алалуев, С. И. Оценка состояния сложной технической системы для уточнения ее остаточного ресурса / С. И. Алалуев [и др.] // Ремонт, восстановление, модернизация. – 2006. – № 4. – С. 2–4.

2. Хайкин, С. Нейронные сети = Neural networks: полный курс / С. Хайкин. – Изд. 2-е, испр. – М.; СПб; Киев: Вильямс, 2008. – 1104 с.

3. Васильев, В. И. Интеллектуальные системы управления. Теория и практика / В. И. Васильев, Б. Г. Ильясов. – М.: Радиотехника, 2009. – 387 с.

## ЭКОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ НАНОТЕХНОЛОГИЙ

#### А. М. Спивак, В. А. Барашков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, г Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: vlanbar@mail.ru

В работе рассматриваются проблемы экологической безопасности при использовании современных нанотехнологий. Приводимые данные показывают, что некоторые виды нанотехнологий способны оказывать существенный вред окружающей среде и здоровью человека.

Согласно «Концепции развития в Российской Федерации работ в области нанотехнологий на период до 2010 года» (2004 г.) нанотехнология определяется как совокупность методов и приемов, обеспечивающих возможность контролируемым образом создавать и модифицировать объекты, включающие компоненты с размерами менее 100 нм, хотя бы в одном измерении, и в результате этого получившие принципиально новые качества, позволяющие осуществлять их интеграцию в полноценно функционирующие системы большего масштаба.

Практический аспект нанотехнологий включает в себя производство устройств и их компонентов, необходимых для создания, обработки и манипуляции атомами, молекулами и наночастицами. Подразумевается, что не обязательно объект должен обладать хоть одним линейным размером менее 100 нм – это могут быть макрообъекты, атомарная структура которых контролируемо создаётся с разрешением на уровне отдельных атомов, либо же содержащие в себе нанообъекты. В более широком смысле этот термин охватывает также методы диагностики, характерологии и исследований таких объектов.

Современная тенденция к миниатюризации показала, что вещество может иметь совершенно новые свойства, если взять очень маленькую частицу этого вещества. Частицы размерами от 1 до 100 нанометров обычно называют «наночастицами». Наночастицы различных материалов, полученных в последнее время, обладают уникальными свойствами, которые могут быть использованы в самых разных отраслях науки: в электронике, энергетике, химической промышленности, медицине и пр. Тщательно очищенные наночастицы могут самовыстраиваться в определённые структуры. Такая структура содержит строго упорядоченные наночастицы и также зачастую проявляет необычные свойства.

Нанообъекты делятся на 3 основных класса: трёхмерные частицы, получаемые взрывом проводников, плазменным синтезом, восстановлением тонких плёнок и т. д.; двумерные объекты – плёнки, получаемые методами молекулярного наслаивания, CVD, ALD, методом ионного наслаивания и т. д.; одномерные объекты – вискеры, эти объекты получаются методом молекулярного наслаивания, введением веществ в цилиндрические микропоры и т. д. Также существуют нанокомпозиты – материалы, полученные введением наночастиц в какие-либо матрицы. На данный момент обширное применение получил метод микролитографии, позволяющий получать на поверхности матриц плоские островковые объекты размером от 50 нм, применяется он в электронике; метод CVD и ALD в основном применяется для создания микронных плёнок. Прочие методы в основном используются в научных целях. В особенности следует отметить методы ионного и молекулярного наслаивания, поскольку с их помощью возможно создание реальных монослоёв.

Особый класс составляют органические наночастицы как естественного, так и искусственного происхождения. На основе углеродных наночастиц разработаны материалы с уникальными характеристиками, которым в последнее время уделяется особое внимание:

 углеродные нанотрубки – протяжённые цилиндрические структуры диаметром от одного до нескольких десятков нанометров и длиной до нескольких сантиметров, состоящие из одной или нескольких свёрнутых в трубку гексагональных графитовых плоскостей (графенов) и обычно заканчивающиеся полусферической головкой;

 фуллерены – молекулярные соединения, принадлежащие классу аллотропных форм углерода (другие – алмаз, карбин и графит) и представляющие собой выпуклые замкнутые многогранники, составленные из чётного числа трёхкоординированных атомов углерода;

• графен – монослой атомов углерода, полученный в октябре 2004 года в Манчестерском университете (*The University of Manchester*). Графен рассматривается как перспективный материал, который заменит кремний в интегральных микросхемах.

Известны также такие нанообъектты как нанокристаллы и квантовые точки.

Квантовая точка – фрагмент проводника или полупроводника, ограниченный по всем трём пространственным измерениям и содержащий электроны проводимости. Точка должна быть настолько малой, чтобы были существенны квантовые эффекты. Лауреат Нобелевской премии Жорес Алферов дал такое определение этим частицам: «Квантовые точки – это искусственные атомы, свойствами которых можно управлять».

Прогресс в области нанотехнологий вызвал определенный общественный резонанс.

Отношение общества к нанотехнологиям изучалось как у нас в стране, так и за рубежом, например, европейской службой «Евробарометр». В нашей стране поддержку развитию отечественных нанотехнологий осуществляет государство в лице его ответственных лиц. Однако все не так просто. С 2005 года функционирует организованная *CRN* (*Center for Responsible Nanotechnology*) международная рабочая группа, изучающая социальные последствия развития нанотехнологий. Организация «Гринпис», ссылаясь на данные некоторых научных исследований, требует полного запрета исследований в области нанотехнологий.

В октябре 2006 года Международным Советом по нанотехнологиям выпущена обзорная статья, в которой, в частности, говорилось о необходимости ограничения распространения информации по нанотехнологическим исследованиям в целях безопасности.

Тема последствий развития нанотехнологий становится объектом философских исследований. Так, о перспективах развития нанотехнологий говорилось на прошедшей в 2007 году международной футурологической конференции *Transvision*, организованной *WTA* (*World Transhumanist Association*).

В последнем номере журнала Nature Nanotechnology профессор Дитрэм Шойфель из Университета Висконсин-Мэдисон опубликовал результаты своего телефонного исследования, в ходе которого он пытался понять, как относятся к самой модной сейчас науке – нанотехнологии – ученые и простые люди.

Опрос показал, что, хотя ученые весьма оптимистично смотрят на будущие выгоды от применения нанотехнологий, они выражают куда больше озабоченности по поводу их экологической чистоты и в особенности по поводу связанных с ними медицинских проблем. 20% опрошенных ученых весьма озабочены появлением новых форм экологического загрязнения окружающей среды, тогда как всего 15 % людей, не связанных с наукой и техникой, вообще признают, что такие проблемы могут существовать. Более 30 % ученых опасаются того, что нанотехнологии могут нанести вред здоровью, и только 20 % остальных разделяют их страхи.

Ученые обеспокоены, но молчат, как считает Шойфель, потому что они не имеют обыкновения приставать со своими опасениями к журналистам. И это, по его мнению, вполне можно исправить.

И все-таки это уже второй звонок. Первый прозвучал в 2000 году, когда Билл Джой, создатель и один из совладельцев знаменитой компьютерной корпорации Sun Microsystems, опубликовал пространную статью, которая изрядно переполошила специалистов. Собственно, в статье Джой не сказал ничего принципиально нового, он только свел вместе уже имевшиеся к тому моменту мрачные предсказания и заявил, что если человечество не одумается, то в течение ближайших десятилетий его ждет гибель от своих собственных созданий.

Созданий – три. Это разумные машины, вмешательство в геном и нанотехнологии. Если отвлечься от первых двух, нанотехнологии позволят создать сонмы микромашин, способных передвигаться, проникать в человеческий организм... Словом, туча микросаранчи, от которой не бывает спасения. «Если существующие тенденции не претерпят изменения, то, по всей видимости, я буду вынужден оставить свою работу, – заявил Билл Джой, – ибо она может гибельно сказаться на жизни всего человечества».

Важно было не только то, что сказано, но и то, кем это сказано. Джой известен коллегам как технократ, ярый сторонник компьютерного прогресса, человек очень спокойный, вдумчивый и совершенно не склонный к скоропалительным утверждениям.

Джой не говорил об экологии и проблемах здравоохранения, он говорил о новом страшном оружии, которое может попасть в руки террористов, ящике Пандоры, который кто-нибудь может открыть просто по незнанию. А перспективы этого незнания так же необъятны, как и перспективы нанотехнологий.

Исследования относительно влияния наноматериалов на живые организмы и экосистемы пока не очень многочисленны, их результаты достаточно противоречивы и неоднозначны, что уже является поводом для продолжения исследований. В этом легко убедиться познакомившись с подборкой материалов, опубликованных в «Нано-дайджест» - интернет журнале о нанотехнологиях.

Как выяснилось в ходе совместного исследования ученых из Государственного Университета Северной Каролины и Института Медицинских исследований Хамнера, нанотрубки воздействуют на внешнюю выстилку поверхности легких человека вплоть до возникновения ракового заболевания – мезотелиомы плевры.

Китайские ученые выяснили, что наночастицы полиамидоаминдендримеры (PAMAMs), используемые как агенты доставки лекарств, вызывают клеточные повреждения в тканях легких. Ученые выяснили, что наночастицы PAMAMs запускают программу клеточной смерти, известную как аутофагия. Руководитель проекта доктор Ченгйю Цзян призывает научное сообщество обратить внимание на безопасность использования нанотехнологий, в первую очередь в медицине.

В центре исследований группы ученых из Университета шт. Техас было влияние различных форм углеродных наночастиц на показатели крови человека. Было обнаружено, что некоторые наночастицы способствуют склеиванию форменных элементов крови и увеличивают ее сворачиваемость. В своей работе ученые сравнивали влияние различных углеродных наночастиц – фуллеренов, одностенных и многостенных нанотрубок, смеси наночастиц и образца загрязненного городского воздуха – на склеивание человеческих кровяных пластинок. Было получено, что смесь частиц имеет наибольшее влияние, приводя к сильнейшему склеиванию, На втором месте оказались одностенные нанотрубки, на третьем – многостенные, а на четвертом – образец городского воздуха.

Японские эксперты прогнозируют различные неблагоприятные воздействия нанотехнологий на окружающую среду и здоровье человека. Ряд экспертов советует наложить мораторий на некоторые виды материалов. В частности, по данным исследований нанотрубки, которые представляют собой соединение сверхтонких игл, близки по структуре асбесту. А асбест, в свою очередь, серьезно повреждает легкие при вдыхании его частиц. Эксперты НАСА провели эксперимент, в ходе которого выяснилось, что нанотрубки при вдыхании могут вызвать воспаление легких. При этом наноэлементы представляют опасность еще и потому, что обладают адсорбирующими свойствами гораздо более высокими, чем у обычных молекул. То есть наноэлементы способны поглощать большее количество загрязнений. Это может привести к тому, что при распространении наноэлементов в окружающей среде возникает опасность распространения ими загрязнений.

Распространению наночастиц могут способствовать насекомые. Так говорится в докладе, опубликованном в журнале Enviromental Science & Technology. Установлено, что наночастицы легко могут проникать в тела насекомых и разноситься на огромные расстояния. Исследователи подвергали мух дрозофил и их личинок воздействию углеродных нанотрубок размерами в 1/5000 от диаметра человеческого волоса. Взрослые мушки после такого питания теряли подвижность и некоторые умирали. Был сделан вывод, что наночастицы могут передаваться далее по пищевой цепи к животным, питающимся мушками, и этот процесс будет развиться очень быстро.

Исследователи из университета штата Северной Каролины обнаружили, что распространенный вид наночастиц – квантовые точки – способны проникать в тело человека через порезы и ссадины. Следует отметить, впрочем, что у ученых нет однозначного ответа на вопрос, какой вред такие наночастицы могут нанести человеческому организму.

С каждым годом растут масштабы использования наночастиц в косметологии. В то же время экологи бьют тревогу по этому поводу. Использование наночастиц в косметике не менее вредно, чем добавки мышьяка или свинца, полагают австралийские представители международной экологической организации «Друзья Земли». Помимо наличия наночастиц косметические средства содержат, как правило, химические усилители, которые облегчают проникновение наночастиц через кожу в кровь. Исследователь из Национального университета Австралии Томас Фонк заявил, что о наличии наночастиц нужно обязательно писать на этикетке любых потребительских товаров, что особенно важно в свете недавних публикаций о вреде, который наночастицы наносят ДНК.

В последнее время нанотехнологии активно внедряются в производство одежды. Как типичный пример можно привести изготовление носков, содержащих наночастицы серебра, препятствующих развитию бактерий и появлению неприятного запаха. Однако немецкие ученые выяснили, что при стирке таких носков серебряные наночастицы легко смываются и в результате оказываются в канализационной системе. Ученые пишут, что попадание таких наночастиц в водоемы нанесет непоправимый ущерб водным экосистемам.

По словам академика РАМН Сергея Колесникова, «мы должны избежать всех ошибок предшественников, которые не учитывали вопросы безопасности при работе с новейшими технологиями, Можно напомнить, что во времена увлечения генной инженерией и биотехнологиями ученые говорили о создании огромного количества кормового белка. Были построены огромные заводы, но потом оказалось, что при его получении загрязняется атмосфера и, к примеру, в Ангарске и Киришах возникли тяжелые случаи бронхоаллергозов».

Правительства многих стран в наше время выделяют значительные суммы на проведение исследований по изучению влияния нанотехнологий на окружающую среду и здоровье человека. Так, в 2006 году американским агентством по защите окружающей среды (U.S.Environmental Protection Agency) на эти цели были выделены гранты на сумму 5 млрд долларов.

Результаты этих исследований должны показать насколько опасны нанотехнологии для окружающей среды и здоровья человека и помочь в разработке технологий, которые могли бы нейтрализовать наносимый природе вред и чтобы фантастические возможности нанотехнологий по улучшению жизни человека могли бы использоваться им без опаски.

## АППАРАТУРА И МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК МИНИАТЮРНЫХ ДАТЧИКОВ УГЛОВЫХ СКОРОСТЕЙ

А. В. Гошев, А. Ю. Мосягин, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: agoshev@yandex.ru

В работе рассмотрены требования к аппаратным средствам для исследования миниатюрных датчиков угловых скоростей. Представлена конструкция оригинальной лабораторной установки, описаны методики проведения измерений характеристик миниатюрных датчиков угловых скоростей.

Во многих областях науки и техники: в системах навигации, робототехнике, в автомобильной электронике, в системах стабилизации антенн, в офисной технике, в фото- и видеокамерах находят широкое применение микрогироскопы (датчики угловой скорости). В настоящее время выпускается широкий ряд и исследуются новые виды миниатюрных датчиков угловых скоростей [1, 2]. Для исследования характеристик таких датчиков используют специальные устройства (поворотные стенды).

Целью данной работы является разработка аппаратных средств и методик, обеспечивающих исследование характеристик инерциальных микромеханических датчиков.

В ранее опубликованной работе [1] были предложены варианты реализации поворотного стенда.

Для представленного в данной работе варианта стенда сформулированы следующие требования, которым должно удовлетворять разрабатываемое устройство:

– поворотный стенд должен выдерживать вес исследуемого датчика и стабильно работать при его установке на поворотный стол. Вес микрогироскопов как правило лежит в пределах от 1 до 100 г. Соответственно вертикальная нагрузка на ось привода (двигателя при непосредственном приводе) поворотного стола не должна превышать допустимых значений. Превышение нагрузки приведет к нестабильной работе двигателя и быстрому износу подшипников.

В стенде необходимо предусмотреть наличие регулировки скорости вращения поворотного стола, что позволит исследовать передаточную характеристику исследуемых датчиков. С учетом известных данных о микромеханических датчиках угловых скоростей [1] выбран диапазон регулирования угловых скоростей поворотного стола стенда от 50 до 720 °/c.

Поворотный стол должен работать в двух режимах: одиночное перемещение и режим «качания». При одиночном перемещении поворотный стол с установленным на него исследуемым датчиком однократно перемещается от начального до крайнего положения. При этом на осциллографе будет наблюдаться одиночный импульс от исследуемого датчика. При работе в режиме качания поворотный стол работает с автоматическим реверсом направления вращения в пределах заданного угла поворота. При этом от микрогироскопа на осциллограф поступает периодический сигнал, что является более удобным для анализа результатов исследования.

На основе сформулированных выше требований был разработан поворотный стенд (рис. 1), состоящий из вращающегося столика, электрического двигателя, являющегося приводом поворотного стенда, схемы питания и схемы управления двигателем.

Разработаны варианты привода поворотного стола на основе синхронного тихоходного двигателя и шагового двигателя. Использование шагового двигателя ограничивает минимальный угол вращения величиной единичного шага. Однако неравномерность его вращения может быть снижена выбором конструкции поворотного стола. При этом обеспечивается простота управлении скоростью и направлением вращения. Угол поворота двигателя может контролироваться с помощью специальной схемы управления, без каких-либо дополнительных устройств.



Рис. 1. Поворотный стенд: а – общий вид; б – компоновка конструкции

Разработанное устройство обладает следующими основными техническими характеристики:

диапазон угловых скоростей от 50 до 720 °/с;

• режимы работы поворотного стенда (стола): одиночное перемещение и режим качания;

• диапазоны углов поворота рабочего стола: 45 °; 90 °; 180 °; 360 °;

• минимальный угол поворота рабочего стола 0,9 ° (1,8 °).

Для проведения исследования передаточной характеристики микрогироскоп монтируется на специальной макетной плате (рис. 2), на которой, в свою очередь, предусмотрены отверстия для закрепления её на поворотном столе и специальный разъем для подключения микрогироскопа к испытательному оборудованию. Датчик устанавливается в центре поворотного стола (рис. 3). Это необходимо для устранения действия сил, искажающих результаты измерений. Также нужно учесть, что ось чувствительности исследуемого датчика должна быть перпендикулярна плоскости вращения поворотного стола.

Определение собственных шумов и дрейфа выходного напряжения микрогироскопа является первым этапом измерений характеристик датчика. В неподвижном состоянии на выходе микрогироскопа постоянно присутствует некоторое напряжение – напряжение покоя ( $U_0$ ). В идеальном датчике оно должно быть постоянным и не меняться во времени. Но на практике выходное напряжение микрогироскопа включает также и шумовую составляющую. В связи с этим при измерении очень малых угловых скоростей на выходе микрогироскопа полезный сигнал может быть неразличим на фоне шума и такие малые скорости не будут уверенно распознаны.

Для определения уровня собственных шумов исследуемый датчик должен находиться в неподвижном состоянии – состоянии покоя, то есть измерения должны проводиться при отсутствии входных возмущений. Измерение выходного напряжения микрогироскопа осуществляется с помощью осциллографа или милливольтметра. Затем по полученной осциллограмме измеренного напряжения определяется уровень собственных шумов датчика.





Рис. 2. Плата для микрогироскопа

Рис. 3. Плата с микрогироскопом, установленная на поворотный стол стенда

Дрейф (медленное изменение) выходного напряжения является одним из важнейших параметров датчиков угловых скоростей. Дрейф, так же, как и шумы может быть проконтролирован с помощью осциллографа или вольтметра. Вообще говоря, процессы дрейфа характеристик датчика угловых скоростей включают температурный дрейф и самопроизвольный дрейф нуля датчика. Исследование дрейфа выходного напряжения позволяет косвенно оценить нестабильность измерения угловой скорости.

Линейность зависимости выходного напряжения от угловой скорости вращения  $U(\Omega)$  является одной из важнейших характеристик гироскопа. Основным параметром, характеризующим эту зависимость для реального гироскопа является, интегральная нелинейность (% от полной шкалы). Интегральная нелинейность определяется как максимальное отклонение фактической характеристики передачи преобразователя от прямой линии. В общем случае, она выражается в процентах от полной шкалы.

Задачей проведения измерений в данном случае является определение вида передаточной характеристики в заданном диапазоне изменения угловых скоростей. Интегральная нелинейность определяется на основе графика зависимости выходного напряжения микрогироскопа от угловой скорости. При этом за начало отсчета необходимо взять напряжение покоя  $U_0$ , соответствующее отсутствию вращения стенда. Для определения величины нелинейности используется метод конечных точек.

Таким образом, на основе ранее предложенной конструкции была разработан лабораторный поворотный стенд, удовлетворяющий выше описанным требованиям и позволяющий производить измерения характеристик миниатюрных датчиков угловых скоростей в диапазоне 50–720 °/с. Разработаны методики по определению собственных шумов и нелинейности выходной характеристики микрогироскопов.

## Список литературы

1. Гошев А. В., Мосягин А. Ю., Левицкий А. А. Разработка аппаратных средств для исследования характеристик инерциальных микромеханических датчиков // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: ИПК СФУ, 2010. – С. 263–267.

2. Левицкий, А. А. Численное моделирование пьезоэлектрического вибрационного гироскопа / А. А. Левицкий, П. С. Маринушкин // Датчики и системы. – 2009. – № 9. – С. 11–14.

483

# РАЗРАБОТКА ЭЛЕМЕНТОВ КОНСТРУКЦИИ МАЛОГАБАРИТНОГО БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА С ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПРИВОДОМ НЕСУЩИХ ВИНТОВ

И. А. Алибаев, В. П. Глушков, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: isabeka@ya.ru

В работе рассмотрены требования к элементам конструкции беспилотного летательного аппарата вертолетного типа с четырьмя несущими винтами. Представлена схема компоновки аппарата, элементы электрического привода несущих винтов.

Анализ современного состояния в области авиастроения в ряде наиболее развитых в техническом отношении стран позволяет сделать заключение о том, что в настоящее время беспилотные летательные аппараты (БПЛА) играют все большую роль в различных областях гражданской деятельности.

Целью данной работы является разработка элементов конструкции и электрического привода несущих винтов беспилотного летательного аппарата вертолетного типа с четырьмя несущими винтами [1].

### Компоновка БПЛА

На рис. 1 показана схема компоновки вертолета с четырьмя разнесенными винтами. Четыре двигателя привода винтов располагаются, как правило, на равном расстоянии от центра аппарата.

Преимуществом приведенной схемы является возможность непосредственного электрического управления приводом несущих винтов без применения дополнительных сервомеханизмов. По сравнению с двух- и трехосными схемами данная компоновка обеспечивает более высокую устойчивость в полете и управляемость БПЛА.



Рис. 1. Составляющие силового воздействия для четырехвинтового БПЛА

Сумма сил тяги отдельных винтов  $F_1$ ,  $F_2$ ,  $F_3$  и  $F_4$  определяет эволюции летательного аппарата в полете.

Лопасти винтов двигателей вращаются по следующему принципу. Для предотвращения закручивания БПЛА вокруг вертикальной оси двигатели, расположенные на одной диагонали аппарата, вращаются в одну сторону, а два других двигателя вращаются в противоположную сторону. Горизонтальное перемещение БПЛА может осуществляться увеличением одного либо двух смежных двигателей. Поворот БПЛА происходит при изменении оборотов одной из пар диагонально расположенных двигателей. Вертикальное перемещение достигается изменением скорости вращения всех четырех двигателей.

### Структура бортового комплекса навигации и управления БПЛА [2]

В данном случае схемы управления двигателями, схемы стабилизации аппарата, схемы радиосвязи с оператором, а также батареи питания располагаются в середине аппарата. Это позволяет избежать дополнительных трудностей в стабилизации полета беспилотного аппарата, так как его геометрический центр совпадает с центром масс.

В процессе разработки малогабаритного БПЛА наибольшие трудности связаны с системой управления полетом. Это объясняется тем, что он должен выполнять задачи в

условиях автономного полета. Кроме того, малые размеры и масса БПЛА значительно ужесточают требования к элементной базе системы управления.

В состав бортового комплекса навигации и управления БПЛА должны входить три составных элемента (рис. 2): автомат стабилизации; бортовой вычислитель; система управления двигателями.



Рис. 2. Структура бортового комплекса навигации и управления БПЛА

В представленной на рис. 2 схеме автомат стабилизации построен на базе микроконтроллера ATmega168 и содержит трехосевой МЭМС–акселерометр MMA7260 производства Freescale Semiconductors, три ортогонально установленных гироскопа LISY300AL производства STMicroelectronics и двухосевой магнитометр HM55B производства компании Hitachi.

#### Несущие винты и электрические двигатели

При проектировании БПЛА особое внимание необходимо уделять выбору системы двигатель – воздушный винт. Уменьшение КПД винта из-за неправильного его подбора нередко является причиной ухудшения динамических характеристик БПЛА. В данной работе не ставилась задача аэродинамического анализа. Решения по выбору двигателей и винтов принимались с учетом извест-



Рис. 3. Винты для малогабаритных БПЛА

ных разработок [1]. В данной конструкции использовались двухлопастные воздушные винты левого и правого вращения (рис. 3).

Привод несущих винтов обеспечивался малогабаритными бесколлекторными (brushless) трехфазными двигателями (рис. 4). Такой двигатель содержит статор с многофазной обмоткой и ротор в виде постоянного магнита. Три обмотки, расположенные на статоре, соединенными в схемы «звезда». К основным достоинствам данных двигателей относятся высокая удельная мощность, большой ресурс, широкий диапазон регулирования скорости вращения без потери мощности на валу.



Рис. 4. Бесколлекторный двигатель привода несущих винтов БПЛА

Рис. 5. Платы ШИМ-контроллера электрического привода и сопряжения с персональным компьютером

Трудность применения бесколлекторных двигателей связана с необходимостью использования специальной схемы питания обмоток. В данной работе для макета БПЛА был изготовлен трехфазный ШИМ-регулятор на базе микроконтроллера ATmega (рис. 5).

Для снижения массы и габаритов плата контроллера была выполнена по технологии поверхностного монтажа.

### Макет БПЛА

Разработка несущей конструкции БПЛА производилась с учетом оценок его массогабаритных характеристик и требований к подъемной силе несущих винтов [1]. Общий вид конструкции макета БПЛА, выполненного на основе стандартного алюминиевого профиля, представлен на рис. 6.



Рис. 6. Общий вид макета БПЛА

Рис. 7. Испытание макета БПЛА

Проведенные испытания (рис. 7) подтвердили справедливость предварительных оценок по определению подъемной силы БПЛА и принятых конструктивных решений.

## Список литературы

1. Глушков, В. П. Разработка элементов системы приводом несущих винтов беспилотного аппарата вертолетного типа / В. П. Глушков, А. А. Левицкий // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: ИПК СФУ, 2010. – С. 286–291.

2. Глушков, В. П. Микромеханическая система ориентации и стабилизации беспилотного летательного аппарата / В. П. Глушков, А. А. Левицкий, П. С. Маринушкин // Материалы XIII Международной научной конференции «Решетневские чтения». – Красноярск: Сиб. гос. аэрокосм. ун-т, 2009. – С. 139–140.

# ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИННОВАЦИОННЫХ ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В ПРЕПОДАВАНИИ ГУМАНИТАРНЫХ ДИСЦИПЛИН ЭЛЕКТРОННОГО ПРОФИЛЯ

## О. В. Шагалина

Институт фундаментальной подготовки Сибирского федерального университета 660074 Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: shagalinasfu@mail.ru

Анализируются интерактивные методы обучения и технологии, отвечающие новым целям и задачам учебного процесса, совместно с образовательными, научно-исследовательскими и учебно-методическими составляющими. Исследуется влияние на обучение современных информационно-коммуникационных и мультимедийных технологий, инновационных методик проведения занятий, тестовых и контрольно-измерительных материалов.

Инновационные образовательные технологии прочно входят в нашу жизнь. В области гуманитарных знаний внедрение таких новаций требует осторожности и продуманности, поскольку усвоение гуманитарных знаний и преподавание гуманитарных дисциплин имеют свою специфику. Под влиянием процессов глобализации, интеграции, компьютеризации, внедрения и использования программирования, медиасредств, дистанционного, личностно-ориентированного обучения и т. д. заметно меняются все стороны человеческой жизнедеятельности: наука и техника, искусство и литература, межличностные отношения и взаимодействия, сам человек и, очевидно, что не могут оставаться неизменными подходы к теории и практике образования и воспитания.

Гуманитарное образование из всех областей знания оказывает самое большое воспитательное воздействие на процесс обучения. Гуманитарные науки вносят определяющий вклад в развитие культуры личности, а гуманитарные дисциплины, составляющие значительную часть образовательных программ, позволяют сформировать высококвалифицированных специалистов, обладающих не только профессиональными знаниями, но и интеллектуальным, духовным потенциалом. Преподавателям гуманитарных дисциплин для специальностей электронного профиля необходимо использовать не только традиционные технологии преподавания: уроки, лекции, семинары, лабораторные и практические занятия, разнообразные виды деятельности во внеаудиторное время, встречи с разного уровня специалистами, дискуссионные клубы, творческие встречи, конференции и т. д., но и последние достижения инновационных технологий. В современном мире необходимо расширять формы коммуникации и контактов в этой сфере. Среди инновационных подходов к организации учебного процесса на занятиях гуманитарных дисциплин преподавателями апробированы разнообразные педагогические технологии, формы, методы, и приёмы. Для того, чтобы студенты ориентировались на саморазвитие и углубленное получение базовых знаний, на самоорганизацию при обучении, проводятся практикумы. Например, практикум для студентов радиотехнических специальностей по теме «Radio» строится на основе диалога с позиции двух главных изобретателей устройства – Маркони и Попова, анализом и критикой вклада каждого из них в это величайшее изобретение, полемики с другими студентами и преподавателем в ходе совместного выполнения заданий. Кроме традиционных форм изучения биографии ученых (биографическая справка, биографический очерк), используются новые формы изучения биографии: занятие-эссе, научный портрет ученого, краткая характеристика ученого как личности, фрагментарное изучение жизни и научной деятельности ученого и анализ и разбор непосредственно самого изобретения.

Можно испробовать функциональные, актёрские и методологические роли, как по отдельности, так и в сочетании. Студенты становятся знаменитыми учеными, изобретателями. На традиционных занятиях студенты рассказывают о них, а на ролевых – в них перевоплощаются. Выбор студентом пионеров, первооткрывателей в области радиоэлектроники, физики, IT, нанотехнологий и т. д., для использования роли, «вживание» в образ активизируют предметную мотивацию и воспитательный потенциал учебного материала. Импровизация развивает воображение, обусловливает творческий подход к известной роли или авторской позиции. Ролевые занятия на английском языке удачны при составлении и разборе предложений. Студенты выступают в роли членов предложения, частей речи, знаков препинания и синтаксических конструкций. Например, задаём слова: *mail, electronic, in* 1972, *Ray Tomlinson, by, introduced, was*. Студенты выбирают их и образуют «живое» предложение, становясь на своё место в нём, объясняя свои функции в соответствии с правилами (*In* 1972 *electronic mail was introduced by Ray Tomlinson*).

При организации совместных ролевых сценариев занятий гуманитарного цикла наиболее целесообразно применять частично-поисковый метод, диалог, репродукция, импровизация и риторическое представление студента в роли.

Частично-поисковый метод допускает деление изучаемого материала на части (роли), их «исполнение» студентами по цепочке и подведение всех умений к общему результату. Риторическое представление формирует у студентов навык аргументированного изложения своих мыслей. Исполнение ролей невозможно без группового диалога, который в то же время создаёт непринуждённую и откровенную атмосферу общения на занятиях. Импровизация является как условием, так и результатом самовыражения студентов в учебном познании. Изменяется и характер деятельности педагога. Он выступает в роли консультанта, диагноста, организатора, партнёра, психолога, управляющего, аналитика, корректора, разработчика. Учебные игры нельзя строить по образцу, каждое новое занятие требует нового сценария и становится авторским.

Методологические роли позволяют приобщать студентов к структурным и оценочным действиям. Студенты примеривают эти роли к своему характеру, стилю мышления, привычным для них способам познавательной и практической деятельности. Ролевое занятие организуется самими студентами. Им предоставляется свобода и в написании «сценария» и в исполнении роли. Каждый студент получает возможность самовыражения, сравнения себя с другими, пробы и реализации своих задумок.

Ролевые игры способствуют гуманизации педагогического процесса. Они создают условия, в которых раскрывается творческий потенциал студентов.

При проведении бинарного урока по английскому языку и развитию нанотехнологий эффективно использовать применение игровых ситуаций с целью обучения общению студентов на иностранном языке, развития познавательной активности, импульсу и мотивации к творческой деятельности в области нанотехнологических исследований. Занятие по теме «Nanotechnology» можно проводить в форме пресс-конференции. Студенты выбирают себе роли сотрудников научно-исследовательской лаборатории, занимающихся проблемами нанотехнологических разработок, роли представителей прессы и иностранных

гостей. Каждый участник придумывает себе имя, биографию. В президиуме – заведующий лаборатории, докладчики, зарубежные учёные. В зале - представители прессы, российские и английские журналисты, гости. Выступающим учёным задаются вопросы из зала. Учёные их комментируют. Иностранные гости рассказывают, как изучаются эти проблемы в их стране. Работает переводчик. Директор института открывает дискуссию и подводит её итог. Такие мероприятия вызывают большой интерес и способствуют развитию творческих способностей студентов, расширяют их кругозор, приучают к самостоятельной работе.

Обращение к интеграции предметов «Английский язык» и «Электроника» позволяет выстроить интегративную системность филологического знания. Использование таких уроков наполняет взаимосвязанные понятия более глубоким теоретическим содержанием, способствует формированию у студентов обобщённых, «сквозных» умений, позволяет системно осваивать новый познавательный и ценностный опыт, т. к. интеграция является характерным для культуры в целом и образования в особенности способом работы с информацией. Межпредметные связи предполагают организацию научно- исследовательской работы студентов на текстовом материале, цель которой – проанализировать языковые единицы в функциональном техническом аспекте.

Практикум – продуманная модель деятельностного, личностно- ориентированного изучения в области изобретений, новых технологий, творческое восприятие деятельности великих ученых, их воздействия на современников и вклада в научный мир, отношения к их изобретениям на протяжении десятилетий и даже веков.

Для наиболее активных, увлечённых участников диалога в группе, попытка разрешения проблемной ситуации, смоделированной практикумом, станет импульсом обращения к иным книжным и электронным источникам информации по теме, выходу в открытое информационное пространство в поисках аргументов и доказательств, к расширению и углублению проблемы, к исследовательской деятельности в области радиоэлектроники.

Практикум – продуманная модель деятельностного, личностно- ориентированного изучения в области изобретений, новых технологий, творческое восприятие деятельности великих ученых, их воздействия на современников и вклада в научный мир, отношения к их изобретениям на протяжении десятилетий и даже веков.

Весьма эффективен метод моделирования. Модель обучения орфографии, построенная по принципу опоры на алгоритмы орфографических действий, давно получила заслуженное признание. Использование тестов – мощный резерв оптимизации обучения английскому языку на этапе обобщения знаний и выработки устойчивых языковых и речевых навыков. Обучающие и контрольные тесты обязательно дополняются упражнениями традиционного характера, различными видами опросов. Использование самооценки и самоконтроля повышает степень самостоятельности и осмысленности учения..

Очевидно, что эти методы уже апробированы, но динамично развивающиеся образовательные технологии вносят новые коррективы, уточнения, приемы и подходы в процесс обучения.

Задача преподавателя – сделать интересным и значимым изучение английского языка, стимулировать интерес к процессу чтения оригинальных текстов технического направления, извлекать информацию и рассказывать о том, что прочитал. Преподаватель приобщает студентов к исследовательской деятельности, используя современные образовательные технологии (приёмы обучения на основе действий по определённому алгоритму).

Особое внимание заслуживают компьютерные технологии, позволяющие расширить объём получаемых знаний за срок обучения, сделать образование более доступным, гибким и насыщенным. Но самое главное – современный специалист – не только мастер своего дела, но, прежде всего, Личность. Чтобы состояться в этом плане, необходимо понимать значимость избранной специальности, видеть её перспективы, ощущать ответственность за выполняемую работу. Всё это обеспечивается гуманитарным комплексом дисциплин всей системы образования на всех её уровнях. Но нельзя сводить проблему инновационных технологий в образовательном процессе по гуманитарным дисциплинам для специальностей электронного профиля только к использованию компьютерных новаций.

Гуманитарное знание имеет свою специфику преподавания:

 оно не приобретается, а вырабатывается в процессе осмысления информации, поэтому предполагает вербальность, живое общение. Занятия по гуманитарным дисциплинам не обходятся без общения Личности преподавателя и Личности студента. Студент не просто усваивает знания, а приобретает собственное отношение к тем или иным проблемам или событиям;

• уровень усвоения гуманитарного знания имеет не количественные, а качественные критерии, определить которые можно через высказывания обучающихся. В связи с этим совершенно неверно переводить все гуманитарные дисциплины на уровень компьютерного тестирования при оценивании знаний. Признаками усвоения здесь являются умение рассуждать, анализировать, делать выводы, обобщать, применять знание к разным ситуациям, приводить примеры, доказывать. Тестовые формы не в состоянии всё это обеспечить; гуманитарное знание предполагает творческую направленность, поэтому его не назовёшь точным. Оно не может быть конкретным, строиться по принципу «да» или «нет». Это значит, что само общение становится необходимым условием контакта, предполагающего многовариантность не только ответа, но и творческого решения. Главной оказывается способность доказать, обосновать свою позицию. Компьютерный же тест заведомо авторитарен, навязчив. Он не будит, а тормозит и ограничивает мысль.

В структуре учебного процесса инновационные технологии представляют собой развертывание нового образовательного принципа, в котором «учатся все». Преподаватель совместно со студентами принципиально ориентирован на поиск новых знаний. Таким образом, научно-исследовательская работа должна органично встраиваться в процесс современного высшего профессионального образования.

#### Список литературы и источников

1. Хазова Л.В. Подходы к организации преподавания социально-гуманитарных дисциплин // Социально-гуманитарные знания. – 1997. – № 3.

2. Бедулина Г.Ф. Интерактивные методы преподавания социально-гуманитарных дисциплин [Электронный ресурс].

## ИЗМЕРЕНИЕ МЫШЕЧНОГО ТОНУСА У ЧЕЛОВЕКА

В. А. Левицкий, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: levivadi@mail.ru

В данной статье рассматривается проблематика измерения повышенного мышечного тонуса (спастичности) у человека, современное состояние данной области и предложен подход для измерения спастичности при сгибанииразгибании конечности.

Нарушение опорно-двигательного аппарата у человека является одной из основных проблем при различных заболеваниях, таких как инсульт, черепно-мозговых травмах, болезни Паркинсона, менингита и т.д. Одним из признаков является спастичность. Она характеризуется повышенным сопротивлением мышцы, и как следствие скованностью мышц, которая затрудняет движение. Причиной спастичности является дисбаланс в нервных импульсах, которые отправляются нервной системой мышцам.

В настоящее время, в медицинской практике мышечный тонус определяется на основании субъективных ощущений, получаемых врачом при сгибании-разгибании конечности с оценкой степени возникающего при этом сопротивления, а так же по плотности мышц человека. Естественно, данный метод является субъективным, и не в состоянии определить точное значение тонуса мышц, как следствие не может являться точной оценкой исследования, что затрудняет постановку диагноза и диагностику заболевания.

Таким образом, существует необходимость создания прибора, способного измерять требуемые врачам данные о спастичности мышц у человека. Прибор (или система) должен измерять тонус мышц при сгибании-разгибании конечности с минимальным интервалом измерений в определенный период времени, для получения наглядной картины о тонусе мышц.

В современной практике, для измерения мышечного тонуса используют миотонометры. Миотонометрия – это определение мышечного тонуса с помощью аппаратов Уфлянда, Жукова, Дубровского и др.

Данный прибор состоит из двух частей: узла нагружения, состоящего из подвижного стержня и горизонтальной пластины, и узла регистрации величины перемещения стержня.

При измерении прибор располагают на исследуемом участке поверхности тела и производят надавливание подвижным стержнем до касания горизонтальной пластиной поверхности тела человека. В момент касания стержень фиксируется запорным рычагом. Об упругости мышечно-жирового слоя судят по величине перемещения подвижного стержня, фиксируемой стрелочным индикатором. Данный миотонометр измеряет только упругость и только одной мышцы одновременно в статическом положении, как следствие подобные приборы невозможно использовать для полноценной диагностики спастичности.

Большей информативностью, нежели использующие миотонометры, обладает способ измерения мышечных состояний, описанный ниже.

Способ основан на измерении состояния мышц (сгибателей-разгибателей) предплечья. Оборудование включает в себя съемную манжету с ручкой, фиксируемую на запястье, и собственно устройство считывания и обработки данных, с целью их визуализации и определения числовых параметров.

Система измерения спастичности мышц, представленная на рис. 1, содержит 3 основных блока: манжета (М) с пьезоэлектриками по обе стороны соприкосновения с рукой и прибор для измерения угла (А) перемещения руки, блок обработки информации (БОИ), который усиливает и преобразовывает сигнал, поступающий от манжеты, а также компьютер (ПК) или ноутбук для отображения информации на экране в режиме реального времени.



Рис. 1. Система измерения спастичности мышц

Работу системы рассмотрим на примере лежащего человека. Манжета плотно крепится на запястье человека. Рука человека сгибается в локте, как показано на рис. 1. Врач, плавно, с нарастающей силой тянет за ручку на себя, тем самым пытаясь разогнуть руку. Пьезоэлектрики, расположенные в манжете, создают обратный пьезоэффект. Таким образом, при сжатии кристалла кварца на его поверхности образуется разность потенциалов (напряжение), которая и фиксируется БОИ. Как только сопротивление мышц человека станет меньше силы напряжения врача, рука станет перемещаться, в результате, одновременно производятся измерения с помощью датчика А и пьезоэлемента. Результаты измерений передаются в БОИ для предварительной обработки, и далее информация об измерениях поступает на ПК, где она сохраняется и отображается на мониторе в режиме реального времени, в виде графического материала.

Таким образом, врач получает информацию о спастичности мышц человека в статическом состоянии, при сгибании-разгибании руки, в виде графика, по которому может судить о сопротивлении руки, в зависимости от угла наклона.

## ФОРМИРОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ПЕЧАТНОГО МОНТАЖА В 3*D*-МОДЕЛИ СБОРКИ ПЛАТЫ СРЕДСТВАМИ КОМПАС-3*D*

М. П. Учуватов, А. М. Фень, Ф. Г. Зограф (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: fedor-zograf@ya.ru

Представлена методика формирования 3*D*-модели элементов печатного монтажа с использованием программного пакета КОМПАС-3*D V*12. Предлагаемая методика подходит для большинства САПР подобного класса.

В настоящее время ни одна система автоматизированного проектирования (САПР) не обеспечивает полный цикл проектирования электронного средства (ЭС). Сложившаяся ситуация предполагает обмен в процессе проектирования необходимой информацией между электронной (*ECAD*) и механической (*MCAD*) САПР, характер информации и направление обмена обуславливается спецификой объектов проектирования и выбранным маршрутом. В общем случае, из *MCAD* в *ECAD* могут передаваться данные о конструктивных ограничениях (габаритах и форме печатного узла, размещении крепежа, элементов индикации и управления и т. п.), из *ECAD* в *MCAD*, кроме перечисленных, передаются данные о положении и ориентации радиокомпонентов, их геометрии, размерах и форме контактных площадок, диаметре и координатах отверстий, различного рода текстовые и графические данные для формирование чертежей, перечней и спецификаций. Следует отметить, что механические САПР, как правило, имеют более развитый функционал в плане подготовки конструкторской документации и интеграции в системы управления жизненным циклом изделия (*PLM*).

Получение трехмерной модели печатной платы (ПП) в MCAD дает возможности:

• удобной и быстрой разработки, внесения изменений, модернизации проекта;

• быстрого получения конструкторской и технологической документации, необходимой для выпуска изделия;

• передачи геометрии изделий в пакеты инженерного анализа типа APM Studio FEM, COSMOSWORKS, ANSYS и т.п.;

• использования современных технологий быстрого прототипирования;

 передачи геометрии в пакеты разработки управляющих программ для оборудования с ЧПУ;

• создания дополнительных изображений изделий (например, иллюстраций к технической документации, презентаций оборудования и т. д.).

Наличие в 3D-модели ПП элементов печатного монтажа позволяет более качественно решать задачу компоновки радиоэлементов на плате и конструкции ЭС в целом, кроме того позволяет получить более точные решения задач, связанных с тепловым анализом и оценкой прочности конструкции ЭС, ЭМС, а также уточнить расчеты массоцентровочных характеристик.

Для формирования элементов печатного монтажа в 3*D*-сборке ПП необходимо передать соответствующую информацию из *ECAD* в *MCAD*.

Для обмена графической информацией между *ECAD* и *MCAD* в основном используются файлы промежуточных форматов: для 2*D*-графики – форматы *DXF*, *DWG* – открытый и закрытый форматы файлов, соответственно, разработанные компанией Autodesk; для 3*D*-моделей – *STEP* – международный стандарт обмена данными о модели изделия, *IDF* – специализированный нейтральный формат описания сборок печатных плат.

Формирование файлов промежуточных форматов может производиться как средствами самих ECAD, так и в специализированных программах-конвертерах поставляемых в виде дополнительных модулей или библиотек. Большинство современных САПР позволяет импортировать и экспортировать данные из перечисленных форматов. Общей для большинства пакетов ECAD является проблема отсутствия экспорта рисунка печатного монтажа в трехмерном описании ПП.

В данной работе предлагается методика получения в 3D-сборке печатной платы, 3Dмоделей элементов печатного монтажа на примере использования пакетов Altium Designer Sumer 09 и КОМПАС-3D V12, данные программные продукты были выбраны, поскольку программы этих линеек обеспечивают необходимый функционал и имеют большое распространение на отечественных предприятиях. Выбор программных продуктов не имеет принципиального значения и порядок действий для получения 3D-моделей элементов печатного монтажа, например в «связке» OrCAD-SolidWorks аналогичен предлагаемому. В примере используется двухсторонняя ПП.

Предлагаемая методика включает следующие основные этапы.

1. Получение в *ECAD* на основе проекта печатной платы файлов *DXF* или *DWG* с контурами элементов печатного монтажа.

2. Доработка в *MCAD* контуров и подготовка на их основе эскизов для формирования 3*D*-моделей элементов печатного монтажа.

3. Получение в *MCAD* 3*D*-моделей элементов печатного монтажа на основе сформированных эскизов.

4. Формирование на основе *IDF* или *STEP* файлов 3D-сборки печатной платы с последующей включением в сборку 3D-моделей элементов печатного монтажа.

Поясним предлагаемую методику на примере.

После подготовки проекта ПП (рис. 1), изменяя настройки экспорта и режима отображения слоев в *Altium Designer*, получаем отдельные файлы в формате *DWG* или *DFX* с 2*D*-геометрией контуров печатных проводников слоев *Bottom* и *Top*, полигонов *Bottom* и *Top*, контактных площадок и отверстий (рис. 2).

Возможен экспорт всех данных в один файл на различные слои, однако удобней для последующей обработки иметь отдельный файлы с указанной информацией. При экспорте, для облегчения дальнейшей работы следует все примитивы экспортировать с нулевой толщиной.

В КОМПАС-3*D* импортируем контуры элементов печатного монтажа из полученных в *Altium Designer* файлов с 2*D*-геометрией. Для импорта используется библиотека импорта форматов *DWG*, *DXF*. входящая в стандартную поставку КОМПАС-3*D*. При импорте создаются файлы *FRW* (КОМПАС-фрагменты) предназначенные для использования в КОМПАС-График – модуле программы КОМПАС-3*D* для работы с чертежами и эскизами.

В КОМПАС-График производим доработку полученных контуров (рис. 2).

При экспорте слоев *Bottom* и *Top* в промежуточный формат, будут экспортированы и контуры контактных площадок, даже если в настройках экспорта стоит запрет экспорта данной информации. Предположительно это связано с тем, что контактные площадки в *Altium Designer* имеют описание в нескольких слоях, в том числе и сигнальных.

При импорте слоев *Bottom* и *Top*, на системном слое КОМПАС-График «**0**», будут созданы контуры контактных площадок, которые легко можно выделить с помощью команды «**Выделить**>**Слой**>**Указанием**» и затем удалить.

Полученные чертежи (рис. 3) нужно доработать в соответствии с требованиями, предъявляемыми в КОМПАС-3D к эскизам – это отсутствие наложенных и незамкнутых контуров. Как правило, первое требование актуально для печатных проводников слоев *Bottom* и *Top*, а второе для контактных площадок, отверстий и полигонов.



Рис. 1. Проект печатной платы в Altium Designer



Рис. 2. Элементы печатного монтажа в *Altium Designer*: *а* – печатные проводники слоя *Bottom*; *б* – полигоны слоя *Bottom*; *в* – отверстия



Рис. 3. Элементы печатного монтажа в КОМПАС: *а* – печатные проводники слоя *Bottom*; *б* – полигоны слоя *Bottom*; *в* – отверстия

Этап доработки полученных чертежей наиболее трудоемкий. На этом этапе можно несколько облегчить работу воспользовавшись штатными библиотеками: «Прикладная библиотека КОМПАС>Проверка замкнутости» и «Библиотека проверки документа>Проверка наложения элементов». Проблема незамкнутых контуров возникает при передаче контуров контактных площадок неправильной или некруглой формы, например овальных. Наложение контуров может возникнуть в местах ветвления или пересечения проводников, а также при ошибках проектирования типа дубликаты печатных проводников (один под другим) – последнее легко диагностируется инструментом «Проверка наложения элементов».

Найденные нарушения устраняются в ручном режиме, инструментами КОМПАС для создания и редактирования двухмерной графики.

Доработку контуров лучше производить в 3*D*-модуле КОМПАС в режиме работы с эскизами, параллельно проверяя возможность построения 3*D*-модели.

После устранения ошибок наложения и замкнутости контуров эскизов, последовательно создаем в КОМПАС-3*D* элементы модели одного из проводящих слоев ПП (рис. 4), печатные проводники, контактные площадки и полигоны, последними формируем отверстия. При использовании различных эскизов построенных в конструктивной плоскости, очередность построения проводящих элементов не имеет решающего значения.



Рис. 4. Формирования 3*D*-моделей печатных элементов монтажа: *а* – печатные проводники; *б* – контактные площадки; *в* – полигоны; *г* – отверстия

Контуры печатных элементов располагаем в отдельных эскизах, но в одной конструктивной плоскости. Позиционирование контуров при копировании-вставке можно осуществлять по характерным точкам печатного рисунка (центрам отверстий, изломам проводников и т. п.) располагая выбранную точку каждого эскиза в начале координат.

Печатные проводники формируем операцией выдавливания эскиза на толщину фольги (в примере 50 мкм) с типом построения тонкой стенки «Средняя плоскость», толщина стенки определяется шириной проводника (в примере 1 мм).

Контактные площадки и полигоны формируем операцией выдавливания эскиза на толщину фольги без тонкой стенки.

Отверстия формируем операцией создания выреза выдавливанием до ближайшей плоскости без тонкой стенки.

Аналогичным способом формируем модели печатного монтажа всех проводящих слоев платы. Модели проводящих слоев можно сформировать как в виде одной КОМПАС-детали, так и в виде различных деталей, также возможно выращивание элементов печатного монтажа непосредственно на 3*D*-модели основания ПП, данный вариант однако не целесообразен с позиций редактируемости итоговой сборки, расчета массоцентровочных характеристик и др. вариантов инженерного анализа.

На заключительном этапе дополняем 3D-сборку печатной платы, полученной в результате работы *IDF*-конвертера или путем прямого экспортирования *ECAD-STEP*, моделями элементов печатного монтажа (рис. 5). Большинство проектных операций в предлагаемой методике создания 3*D*-моделей печатных элементов являются типовыми для любого маршрута проектирования и, как правило, выполняются проектировщиком в любом случае (экспорт, импорт, генерация чертежей печатного рисунка, получения 3*D*-модели сборки ПП и т.п.).

Нестандартными являются операции формирования непосредственно моделей печатных элементов по эскизам и приведения самих эскизов в форму пригодную для получения на их основе 3D-моделей. Именно последнее определяет трудоемкость всей методики в целом, которая возрастает с усложнением ПП (увеличение числа проводников и типоразмеров их ширины, усложнение геометрии трассировки, наличие полигонов сложной формы и т.п.).

При наличии некоторого навыка и знании «слабых» (в плане подготовке эскизов) мест в трассировке печатного рисунка возможно создание полного трехмерного представления сложных печатных плат, что востребовано в специальных приложениях, например, в авиационном и космическом приборостроении.



Рис. 5. Сборка печатной платы:

основание ПП и элементы печатного монтажа в разнесенном виде (a), полная сборка ПП ( $\delta$ )



Рис. 6. Проводящий слой ПП: со стороны монтажа (а), со стороны пайки (б)

Имея грамотно построенную, продуманную 3*D*-модель элементов печатного монтажа можно путем отключения-подключения компонентов в дереве построения сборки ПП, быстро получать реалистичные чертежи как всего печатного рисунка (рис. 6), так и чертежи проводников, полигонов, слоя контактных площадок по-отдельности.

Инженерные расчеты, математическое моделирование тепловых, электромагнитных процессов, прочностной анализ, визуальная верификация компоновки, с учетом полной топологии печатной платы, будут давать боле точные результаты, что уменьшит вероятность появления ошибок проектирования и в конечном итоге сократит время этапа разработки электронного средства.

# Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ»

## ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ОБСЛУЖИВАНИЯ ВЫЗОВОВ В СЕТЯХ SOFTSWITCH

#### И. О. Божедомов, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: DPonomarev@sfu-kras.ru

В данной статье представлены результаты моделирования сетей SoftSwitch с целью исследования вероятностно временных характеристик процессов обслуживания потоков вызовов в данных сетях. Рассматриваются методы математического и имитационного моделирования для сети SoftSwitch, с заданной структурой и параметрами потоков. Кратко представлена архитектура сети, описана процедура обслуживания информационных и сигнальных потоков, приведены исследуемые характеристики и выводы по результатам данного исследования.

Широкое распространение информационных технологий и переход на технологии пакетной передачи данных позволяют операторам связи создавать дополнительные источники получения доходов, расширяя спектр предоставляемых услуг и клиентскую базу. Мультисервисные сети связи, или другими словами NGN – сети нового поколения, позволяют представлять практически любой набор услуг фиксированной связи, от телефонии до интерактивного телевидения и телевидения высокой четкости, и обеспечить стопроцентный охват абонентов. Ядром NGN является опорная IP-сеть, поддерживающая пакетную передачу данных и обеспечивающая полную или частичную интеграцию (конвергенцию) услуг передачи речи, данных и мультимедиа.

Переход на технологии NGN позволяет оператору связи: развивать абонентскую базу за счет расширения предлагаемых услуг; оптимизировать затраты на обслуживание сети и поддержку пользователей; повышать доходы от операционной деятельности за счет быстрого ввода новых услуг в будущем; обеспечить быструю окупаемость затрат на введение новых сервисов [1].

Поэтому мультисервисная сеть следующего поколения – это важнейший объект исследования специалистов в области телекоммуникации во всем мире. Сейчас очень трудно сказать, на что будут похожи мультисервисные сети. Обычная телефонная связь, сотовая связь, огромные ресурсы сети Интернет, IP-телефония, кабельное телевидение всё это должно быть объединено в единую архитектуру.

Концепция NGN, в первую очередь, характеризуется четким разделением трех уровней соединения в соответствии с их функциональными задачами: для коммутации и передачи речевой информации используется транспортный уровень, для передачи информации сигнализации – уровень сигнализации, а предоставление услуг, отличных от базовых, осуществляется со стороны уровня услуг. При этом между уровнями определены интерфейсы, которые являются объектом стандартизации. Получив подобную независимость друг от друга, уровни в дальнейшем могут развиваться самостоятельно.

Основными элементами сети NGN являются: гибкие коммутаторы (SoftSwitch); ATC с функциями контроллера шлюзов сигнализации (MGC); шлюзы (Gateways); транспортная пакетная сеть; серверы приложений; терминальное оборудование.

Основная задача сетей следующего поколения – передача любого типа информации от любого пользователя к любому другому пользователю, независимо от того, где пользователи расположены; при этом каждый тип информации предъявляет свои требования к полосе пропускания, времени доставки, допустимому уровню потерь и степени защищенности. Работы по созданию сетей NGN ведутся с учетом основных требований: обеспече-

ние передачи трафика реального времени; обеспечение передачи данных; предоставление гарантированного качества обслуживания. При этом выделяют три основных уровня: транспортный уровень; уровень управления коммутацией и передачи информации; уровень услуг и управления услугами [2].

Исследование процессов обслуживания информационных потоков, необходимо для оптимальной структуры сети, определения необходимых ее параметров. Задача заключается в определении вероятностно временных характеристик сети NGN структура которой показана на рис. 1, с помощью средств математического и имитационного моделирования. Искомыми характеристиками являются время задержки пакета в системе для информационных и сигнальных потоков, а также величины загрузок для каждого элемента сети.

Рассмотрим структуру сети связи с использованием SoftSwitch. К транспортной пакетной сети, состоящей из двух соединенных коммутаторов, подключается шлюз RAGW, от которого в пакетную сеть поступает информация абонентов. Также между SoftSwitch и шлюзом осуществляется обмен сообщениями протоколов сигнализации через пакетную сеть (рис. 1).



Рис. 1. Пример сети SoftSwitch

Рассмотрим наиболее распространенную модель реального потока вызовов, применяемой в системах массового обслуживания, и в теории телетрафика, – простейший поток. Также используя среднее значение интенсивности поступающей нагрузки для определения вероятностно-временных характеристик модели, принимаем входящий поток вызовов стационарным. Также можно допустить, что поток стационарный, если использовать для расчета среднее количество вызовов, поступающих за небольшой промежуток времени (от одного до трех часов), например среднее количество вызовов в час. А при использовании для расчета вероятностно-временных характеристик модели среднее количество вызовов в час наибольшей нагрузки, к исследуемой системе предъявляются самые высокие требования с учетом нестационарности реального потока в течение суток.

Для математического моделирования можно использовать в качестве ординарные потоки с показательным распределением интервалов между вызовами (что и обеспечивает применение простейшего потока). Для создания математической модели каждый элемент сети SoftSwitch представлен в виде набора систем массового обслуживания M/M/1 (рис. 2). В результате были получены вероятностно-временные характеристики системы с условными потерями при обслуживании вызовов простейшего потока.

Вероятность нахождения і требований в системе M/M/v, определяется выражениями, которые описывают данные вероятности с учетом наличия или отсутствия свободных линий (v) (обслуживающих приборов) при v = 1:

$$P_{i} = \begin{cases} \frac{\frac{y^{i}}{i!}}{\sum_{k=0}^{v} \frac{y^{k}}{k!} + \frac{y^{v}}{v!} \cdot \frac{y}{v-y}}, & 0 \le i \le v \\ \frac{\frac{y^{v}}{v!} \left(\frac{y}{v}\right)^{i-v}}{\frac{y^{v}}{\sum_{k=0}^{v} \frac{y^{k}}{k!} + \frac{y^{v}}{v!} \cdot \frac{y}{v-y}}, & i > v \end{cases}$$
(1)

где у – интенсивность поступающей нагрузки, определяется интенсивностями информационных и сигнальных потоков в сети SoftSwitch. Условные потери в данной системе определяются как вероятность того, что заявка будет ожидать обслуживания:

$$P_t = P_{wait} = \sum_{i=v}^{\infty} P_i \,. \tag{2}$$



Рис. 2. Модель сети SoftSwitch

Также, вероятность ожидания равна вероятности того, что время ожидания будет больше нуля и может быть найдена по второй формуле Эрланга:

$$P_{t} = P(t_{0} > 0) = \frac{\frac{y^{v}}{v!}}{1 - \frac{y}{v} \cdot \left(\frac{y^{v}}{1 - \frac{y^{v}}{v!}}\right)} \cdot \left(\frac{y^{v}}{1 - \frac{y^{v}}{v!}}\right)}{1 - \frac{y^{v}}{v} \cdot \left(\frac{y^{v}}{1 - \frac{y^{v}}{v!}}\right)}$$

Среднее время задержки в системе М/М/v может быть найдено как:  $T_{delay} = P_t \frac{t_{service}}{v-y} + t_{service}$ . Для одноканальной системы  $P_t = y$ , тогда:

$$T_{delay} = y \frac{t_{service}}{1-y} + t_{service} = \frac{y t_{service} + t_{service} - y t_{service}}{1-y} = \frac{t_{service}}{1-y}.$$
(3)

Время задержки для информационных и сигнальных сообщений равно сумме задержек на каждом участке маршрута:

$$T_{delay} = \sum_{i=1}^{8} \frac{1}{\mu_i} \cdot \frac{1}{1 - \rho_i}.$$
 (4)

В результате математического моделирования время задержки во всех системах в сети SoftSwitch для сигнальных потоков составило 0,03, для информационных потоков 0,02.

Для имитационного моделирования была выбрана система GPSS (General Purpose Simulation System). GPSS - среда компьютерного моделирования общего назначения, комплексный моделирующий инструмент, охватывающий области как дискретного, так и непрерывного компьютерного моделирования, обладающий высоким уровнем интерактивности и визуального представления информации. Данная система ориентирована на класс объектов, процесс функционирования которых можно представить в виде множества состояний и правил перехода из одного состояния в другое, определяемых в дискретной пространственно-временной области. Примерами таких объектов являются вычислительные системы, сети ЭВМ, системы передачи сообщений. Для проведения имитационного моделирования сети SoftSwitch была разработана имитационная модель исследуемой сети, что позволило определить вероятностно временные характеристики всех элементов данной сети SoftSwitch. В результате были определены: время задержки для информационных потоков и сигнализации (по формулам (3) и (4)), а также величины загрузок каждой системы, зная которые можно найти вероятности состояний системы (1) и условные потери (2).

Интенсивности потоков в сети SoftSwitch (рис. 2), как интенсивности поступления в отдельные системы сети, могут быть выражены через  $\lambda_R$  и вероятности поступления вызовов в отдельную систему:  $\lambda_n = \lambda_R P_{1-n}$ , где P – вероятность поступления заявки в *n*-й блок.

В результате имитационного моделирования время задержки, рассчитанное по (4), во всех системах в сети SoftSwitch для сигнальных потоков составило 0,039, для информационных потоков 0,022.

Полученные результаты можно использовать как при проектировании, так и при эксплуатации данных сетей; построенная модель в среде GPSS обеспечивает возможность оценки пропускной способности и временных параметров.

Исследовав процессы обслуживания информационных потоков с помощью методов математического и имитационного моделирования, в сети SoftSwitch, можно сделать следующие выводы: математическое моделирование позволяет более быстро и просто получить необходимые данные, такие как время обслуживания заявки, загрузку обрабатывающих устройств; методы и средства имитационного моделирования позволяют дать более высокую точность получаемых данных; результаты, полученные с помощью двух методов, совпадают с незначительными отклонениями.

### Список литературы

1. Гольдштейн А.Б., Гольдштейн Б.С., SoftSwitch – СПб.: БВХ – Санкт-Петербург, 2006. – 368 с.

2. Гольдштейн Б. С Программные коммутаторы SoftSwitch: вчера, сегодня и... // Технологии и средства связи. – 2005. – № 2.

3. Пинчук А.В., Соколов Н.А. Мультисервисные абонентские концентраторы для функциональных возможностей Triple-Play Services // Вестник связи. – 2005. – № 3.

# МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ ИНДЕКСОВ ДОСТОВЕРНОСТИ СИМВОЛОВ В СИСТЕМЕ МЯГКОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ

### Е. С. Бородина, А. А. Гладких (научный руководитель)

Ульяновский государственный технический университет 432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, д. 32 E-mail: a.gladkikh@ulstu.ru

На основе классификации способов формирования оценок надежности символов (индексов достоверности символов) являющихся обязательным условием синтеза мягких декодеров, предлагается метод формирования целочисленных индексов. Показывается независимость предложенного метода от условий обработки сигналов в канале связи и, в частности, независимость от соотношения сигнал-шум, доказывается универсальность решающего правила для различных видов модуляции.

Современные инфокоммуникационные технологии организуются и создаются как взаимоувязанные системы информационного обмена и телекоммуникаций на основе интегрирования перспективных систем связи, включая наземные и спутниковые, сотовые и волоконно-оптические линии связи, и их развитие с использованием элементной базы нового поколения. Значительную долю в таких системах связи составляют каналы, в которых по объективным причинам невозможно обеспечить высокий энергетический потенциал. Одним из радикальных решений достижения требуемых характеристик по достоверности в подобных системах остается применение арсенала средств помехоустойчивого кодирования [2, 3].

Большинство современных исследований в данной предметной области связывается с системами турбокодирования, которые используют методы мягкого декодирования путем итеративных преобразований кодовых комбинаций.

В мягком декодере каждый бит информации сопровождается индексом достоверности символа (ИДС), который в ряде источников определяется как оценка надежности принятого символа. Существуют различные подходы к формированию ИДС, но оценки потенциальных возможностей для подобной процедуры отсутствуют. Поэтому целесообразно выработать единый критерий эффективности таких методов и на его основе получить сравнительные характеристики для обоснованного выбора условий функционирования решающей схемы.

Известны несколько подходов к формированию ИДС: на основе логарифмического отношения функции правдоподобия; на основе квантования модулируемого параметра сигнала на несколько уровней; на основе анализа кортежа стираний по принципу скользящих окон.

Формирование логарифмического отношения правдоподобия в модели гауссовского канала обеспечивает получение ИДС по правилу [2]

$$\lambda(z) = \frac{2z\sqrt{E}}{\sigma^2},\tag{1}$$

где z – значение принятого сигнала; E – энергия сигнала на бит;  $\sigma^2$  – дисперсия гауссовского шума. Известно, что  $\sigma^2 = N_0/2$ , тогда выражение (1) представляет линейную зависимость, угловой коэффициент которой задается параметром  $\sigma^2$ , здесь  $N_0$  – спектральная плотность гауссовского шума. Это обстоятельство приводит к изменениям динамического диапазона, получаемых ИДС, вызванных стохастическими вариациями соотношения сигнал-шум. Таким образом, для различных условий обработки сигнала необходимо иметь некоторый набор линейных функций для формирования ИДС при различных отношениях сигнал-шум h. Справедливость этого вывода с определенным поправочным коэффициентом сохраняется и для канала связи с Релеевскими замираниями. Отрицательной чертой метода квантования демодулируемого параметра является недостаточная различимость оценок, что приводит к увеличению времени их анализа в декодере. Главным недостатком метода скользящих окон по кортежу стираний является негативное влияние ложных стираний на значения ИДС [1].

Для исключения указанных недостатков предлагается в решающей схеме ввести очень широкий интервал стирания. Всем значениям сигналов, принятых за пределами этой зоны, присваивать максимальную градацию надежности  $\lambda_{max}$ . При этом интервал неопределенности разбивается на  $\lambda_{max} -1$  равных участков, которым от границы зоны стирания к жесткому порогу решающей схемы в порядке убывания номеров присваиваются соответствующие значения ИДС. Принципиально это означает, что в традиционной схеме со стиранием элементов, символы, попавшие в зону неопределенности должны интерпретироваться как стертые позиции, большинство из которых в обычной схеме стирающего канала связи оказались бы ложными стираниями. В новых условиях символы с ИДС меньшими  $\lambda_{max}$  также могут трактоваться как стирания, но они в отличие от классического стирающего канала связи будут иметь вполне определенные градации надежности.

Пусть в канале с АБГШ номинальный уровень сигналов равен  $|\sqrt{E}|$  и пусть порог зоны неопределенности определяется выражением  $|\rho\sqrt{E}|$ , где  $0 \le \rho \le 1$  – интервал стирания. При этом все сигналы  $|z(t)| \ge |\rho\sqrt{E}|$  оцениваются как ИДС с номером  $\lambda_{max} = 2^{\alpha} - 1$ , где  $\alpha$  – разрядность оценок в двоичном виде. Интервал от 0 до  $|\rho\sqrt{E}|$  разбивается на  $\lambda_{max} - 1$  уровней. Тогда границей первого уровня от жесткого порога решающей схемы является число  $\lfloor \psi \rfloor = |(\rho\sqrt{E})/(\lambda_{max} - 1)|$ .

Такое решение не требует назначения в пороговой схеме нескольких уровней фиксации сигнала с вещественными показателями, при этом процедура округления вещественного числа выполняется проще, чем решение системы линейных неравенств. Рассматривая условные ПРВ двоичных сигналов, в новых условиях получим вероятность появления ИДС с наименьшим уровнем.

Такое решение не требует назначения в пороговой схеме нескольких уровней фиксации сигнала с вещественными показателями, при этом процедура округления вещественного числа выполняется проще, чем решение системы линейных неравенств. Рассматривая условные ПРВ двоичных сигналов, в новых условиях получим вероятность появления ИДС с наименьшим уровнем как

$$\lambda_{\min} = \int_{0}^{\psi} p(z \mid i = 1) dz + \int_{0}^{\psi} p(z \mid i = 0) dz , \qquad (2)$$

а выражение для ИДС с максимальным значением принимает вид

$$\lambda_{\max} = \int_{\sqrt{E}\rho}^{\sqrt{E}(1+\rho')} p(z \mid i=1) dz + \int_{\sqrt{E}\rho}^{\sqrt{E}(1+\rho')} p(z \mid i=0) dz , \qquad (3)$$

где  $\rho' = 1 - \rho$ . Здесь значение  $\sqrt{E} (1 + \rho')$ учитывает, что в случае  $z(t) < -\sqrt{E}$  и  $z(t) > \sqrt{E}$  принятый символ получает оценку  $\lambda_{max}$ , т.е. решающее устройство функционирует по принципу ограничителя с кусочно-линейным преобразованием. Аналитическое выражение для рабочей характеристики формирователя оценок принимает вид

$$\lambda_{i}(z) = \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^{2}}} exp - \frac{E(1-\rho)^{2}}{2\sigma^{2}}}{\rho\sqrt{E}} \times |z|.$$
(4)

Для выявлений особенностей предлагаемого метода формирования оценок рабочая характеристика приемника совмещалась со значениями ПРВ p(z|i). (см. рис.1). Если случайный сигнал z находится в точке 1, то согласно (4) формируется соответствующее значение ИДС. По мере роста аргумента z, начиная с точки 2, ИДС формируется как  $\lambda_{max}$ , следовательно, в точке 3 будет сформировано максимальное значение градации надежности в виде рационального числа. Желательно иметь целочисленные значения ИДС. Кроме того, наличие в (4) значения дисперсии указывает на зависимость оценок от параметра сигнал-шум. Устраняя подобную зависимость, представим новое правило в виде соотношения

$$\lambda_i(z) = \left\lfloor \frac{\lambda_{max}}{\rho \sqrt{E}} \right\rfloor \times |z|.$$
(5)

Геометрическая интерпретация правила формирования целочисленных ИДС с заданными диапазоном оценок для двоичного канала связи и канала с КАМ модуляцией представлена на рис. 1, а в табл. 1 представлена последовательность вычисления ИДС для гауссовского канала для значений E = 1,  $\rho = 0.9$  и  $\lambda_{max} = 7$ .



Рис. 1. Рабочая характеристика предлагаемого приемника: *а* – характеристика для двоичного канала; *б* – характеристика для КАМ сигналов

Таблица 1

| $V_{_{nep}}(i)$ | 1     | 1     | 0     | 1     | 0     | 0     | 1     |
|-----------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $u_i(t)$        | -1    | -1    | 1     | -1    | 1     | 1     | -1    |
| n(t)            | +1,41 | -1,02 | -0,96 | +1,09 | -0,22 | +0,75 | +0,44 |
| $z_i(t)$        | +0,41 | -2,02 | +0,04 | +0,09 | +0,78 | +1,75 | -0,56 |
| $V_{np}(i)$     | 0     | 1     | 0     | 0     | 0     | 0     | 1     |
| Стирания        | +     |       | +     | +     |       |       |       |
| ИДС             | 3     | 7     | 0     | 0     | 6     | 7     | 4     |

Последовательность трансформаций символов комбинации

Для проверки полученных теоретических результатов в работе использовалась имитационная модель стирающего канала связи. В ходе испытаний модели анализу подвергалось не менее  $10^6$  двоичных символов, при  $\lambda_{max} = 7$ . Результаты имитационного моделирования подтвердили правильность сделанных выводов.

В работе для оценки эффективности перечисленных методов формирования ИДС получена верхняя граница, которая указывает на степень совпадения значений ИДС с правильно принятыми символами. В качестве критерия эффективности выбрано отношение  $p_{np}$  – вероятности совпадения номеров ИДС с правильно принятыми символами, к  $p_{out}$  – вероятности совпадения этих же номеров с ошибочными символами. Данное отношение принято за коэффициент правдоподобия  $k_{np}^i = p_{np}^i / p_{out}^i$ , здесь значение R(z) из (1) для удобства заменено значением i, где  $i = \overline{1,7}$ , а  $\rho = 0,9$ .

$$k_{np}^{i\max} = \int_{0.9\sqrt{E}}^{\sqrt{E}+3\sigma} \exp\left[-\frac{(x-\sqrt{E})^2}{2\sigma^2}\right] dx / \int_{0.9\sqrt{E}}^{\sqrt{E}+3\sigma} \exp\left[-\frac{(x+\sqrt{E})^2}{2\sigma^2}\right] dx.$$
(6)

Сравнение характеристик, полученных таким образом, представлено на рис. 2. Заметно, что метод квантования расстояния между сигналами (пунктир слева) для оценки 7 достаточно близок к найденной верхней границе. При этом меньшая по значимости оценка 6 (правый пунктир) значительно уступает верхней границе. Остальные оценки этого метода равномерно распределены в сторону возрастания показателя сигнал-шум.



Рис. 2. Сравнительные характеристики для правдоподобий, исследуемых методов
Точками представлен результат статистических испытаний для модифицированного метода формирования ИДС. Таким образом, модифицированный метод формирования целочисленных ИДС, обеспечивает высокую корреляцию наиболее надежных оценок с правильно принятыми символами. Это позволяет в полной мере реализовать систему мягкого декодирования и получить дополнительный энергетический выигрыш в системе связи. В работе показано, что лучшие результаты достигаются при значениях  $\rho = 0.9$  и  $\lambda_{max} = 7$ .

### Список литературы

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

2. Морелос-Сарагоса, Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Р. Морелос-Сарагоса. – М.: Техносфера, 2005. – 320 с.

3. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. / Б. Скляр. – Изд. 2-е, испр. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.

# ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ИНВАРИАНТНОЙ СИСТЕМЫ ПРИ НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ

# Е. И. Алгазин, А. П. Ковалевский

Новосибирский государственный технический университет 630092, Новосибирск, ул. К. Маркса 20 E-mail: algei@ngs.ru

Оценена помехоустойчивость инвариантной системы обработки информации на основе нелинейной обработки сигналов. Нелинейная обработка сводится к вычислению модулей информационного и обучающего сигналов. На передаче модулирующий параметр вложен в отношение модулей информационного и обучающего сигналов. На приемной стороне вычисляется отношение этих модулей. При расчете параметров такой системы принято допущение, что отсчеты прямоугольной огибающей зашумлены аддитивной помехой и слабокоррелированы между собой.

#### Введение

В работах [1–5] исследовались инвариантные системы передачи информации, которые имеют различные вероятности попарного перехода.

Следует отметить, что указанные выше инвариантные системы имеют существенно лучшие характеристики по сравнению с классическими системами амплитудной модуляции при комплексном воздействии помех.

Выигрыш в помехоустойчивости инвариантных систем объясняется тем, что модулирующий параметр вложен в отношение энергий информационного и обучающего сигналов.

Однако следует отметить, что поиски построения подобных инвариантных систем не прекращаются. Данная статья посвящена дальнейшему исследованию характеристик инвариантной системы при использовании нелинейной обработки сигналов.

#### 1. Постановка задачи

Имеется канал связи, ограниченный частотами  $f_{\rm H}$  и  $f_{\rm B}$ . Временную динамику канала с переменными параметрами можно условно разбить на интервалы стационарности, а затем рассматривать прием информационного и обучающего сигналов в пределах выделенных интервалов стационарности. Внутри выделенных интервалов стационарности действие мультипликативной помехи описывается постоянством коэффициента передачи k(t) в полосе пропускания канала связи. Алгоритм приема определяется несущей частотой, задаваемой как средняя частота канала, амплитуда которой промодулирована прямоугольной огибающей.

Каждый передаваемый блок будет содержать информационную часть и последовательность обучающих сигналов S<sub>об</sub>. При этом количество элементов информационной последовательности, отнесенное к количеству элементов обучающей последовательности равно

$$N_{\rm UH}$$
 :  $N_{\rm OG} = \frac{2}{3} : \frac{1}{3}$ .

Из-за изменения параметров канала связи на информационные и обучающие сигналы воздействует аддитивная помеха.

## 2. Решение постановленной задачи

На приемной стороне обучающие сигналы усредняются и используются для демодуляции информационной части блока и для уменьшения влияния аддитивных шумов канала связи.

В силу того, что мультипликативная помеха одинаково воздействует на обе части каждого передаваемого блока, то алгоритм демодуляции сигналов приема, с учетом выбранного способа обработки сигналов, будет заключаться в вычислении оценки инварианта.

$$\prod_{INV_{l}} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{N} (k \cdot INV_{l} + \xi(i))^{2}}}{\sqrt{\frac{1}{L} \sum_{m=1}^{\Sigma} \sum_{j=1}^{N} (k \cdot S_{of} + \eta(m, j))^{2}}} S_{of}, \qquad (1)$$

где  $INV_l$  – оценка *l*-го инварианта; k – коэффициент передачи канала связи;  $\xi(i) - i$ -й мгновенный отсчет аддитивной помехи информационного сигнала,  $INV_l - l$ -й передаваемый инвариант; N – количество отсчетов, взятых по огибающей передаваемого сигнала; L – количество усреднений с накоплениями;  $S_{ob}$  – обучающий сигнал;  $\eta(m, j) - j$ -й отсчет аддитивной помехи в *m*-й реализации обучающего сигнала.

Без ограничения общности полагаем, что  $S_{ob} = 1$ . Если  $S_{ob} \neq 1$ , то все исходные параметры, а именно INV<sub>l</sub> и  $\sigma$  (среднеквадратическое отклонение помехи  $\xi(i)$ ,  $\eta(m, j)$  можно масштабировать на величину  $S_{ob}$ . Тогда из (1) получается формула:

$$\prod_{\text{INV}} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{N} (k \cdot \text{INV}_{l} + \xi(i))^{2}}}{\sqrt{\frac{1}{L} \sum_{m=1}^{L} \sum_{j=1}^{N} (k + \eta(m, j))^{2}}}.$$
(2)

Все переменные, входящие в (2) описаны выше.

Будем полагать, что случайные величины  $\xi(i)$  и  $\eta(m, j)$  одинаково распределены по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma^2$ . Кроме того, предполагается, что в каждом блоке зависимы только соседние случайные величины. Тогда

$$\operatorname{corr}(\xi(i),\xi(i-1)) = \operatorname{corr}(\eta(m,j),\eta(m,j-1)) = R, \qquad (3)$$

где *R* – коэффициент корреляции.

Все остальные случайные величины, входящие в каждый принимаемый блок будут независимыми. Для реализации этой модели необходимо, чтобы

$$|R| \le 1/\sqrt{2} \tag{4}$$

Воспользуемся известным подходом оценки вероятности попарного перехода, описанным следующей формулой [6]

$$P_{\text{nep}} = P_1 \int_{0}^{z_p} W_2(z) dz + P_2 \int_{z_p}^{\infty} W_1(z) dz, \qquad (5)$$

где  $P_{\text{пер}}$  – вероятность перехода INV<sub>1</sub> в INV<sub>2</sub> и наоборот;  $P_1$  – вероятность появления INV<sub>1</sub>;  $P_2$  – вероятность появления INV<sub>2</sub>. Первый интеграл – вероятность появления INV<sub>2</sub>, когда послан INV<sub>1</sub>. Второй интеграл – вероятность появления INV<sub>1</sub>, когда послан INV<sub>2</sub>;  $z_p$  – пороговое значение, необходимое для вычисления  $P_{\text{пер}}$ ; при известных  $P_1$  и  $P_2$  оно определяется с помощью наилучшей байесовской оценки путем минимизации  $P_{\text{пер}}$  по  $z_p$ . При неизвестных  $P_1$  и  $P_2$  выбираем  $P_1 = P_2 = 0,5$ .

Из анализа (5) видно, что для вычисления  $P_{\text{пер}}$  необходимо знать аналитические выражения  $W_1(z)$  и  $W_2(z)$  плотности вероятности оценки инварианта.

На основании выражения (2) вычислим математические ожидания и дисперсии случайных величин *A* и *B*. Математическое ожидание числителя будет равно:

$$m_{A} = \sum_{i=1}^{N} \left( k^{2} \operatorname{INV}_{l}^{2} + \sigma^{2} \right) = N \left( k^{2} \operatorname{INV}_{l}^{2} + \sigma^{2} \right).$$
(6)

Математическое ожидание знаменателя будет равно:

$$m_B = \sum_{i=1}^{N} \left( k^2 + \sigma^2 \right) = N \left( k^2 + \sigma^2 \right).$$
(7)

Дисперсия числителя будет равна:

$$D_{A} = D \sum_{i=1}^{N} (k \operatorname{INV}_{l} + \xi(i))^{2} =$$

$$= \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \operatorname{cov} ((k \operatorname{INV}_{l} + \xi(i))^{2}; (k \operatorname{INV}_{l} + \xi(j))^{2}) =$$

$$= \sum_{i=1}^{N} D(k \operatorname{INV}_{l} + \xi(i))^{2} + 2 \sum_{i=1}^{N-1} \operatorname{cov} ((k \operatorname{INV}_{l} \xi(i))^{2}; (k \operatorname{INV}_{l} \xi(i+1))^{2}) =$$

$$= 4Nk^{2} \operatorname{INV}_{l}^{2} \sigma^{2} + 2(N-1) \operatorname{cov} ((k \operatorname{INV}_{l} + \xi(i))^{2}; (k \operatorname{INV}_{l} + \xi(i+1))^{2}) =$$

$$= 4Nk^{2} \operatorname{INV}_{l}^{2} \sigma^{2} +$$

$$+ 2(N-1) \operatorname{cov} ((2k \operatorname{INV}_{l} \xi(i) + \xi(i))^{2}; (2k \operatorname{INV}_{l} \xi(i+1) + \xi(i+1))^{2}) =$$

$$= 4Nk^{2} \operatorname{INV}_{l}^{2} \sigma^{2} + 2(N-1) (4k^{2} \operatorname{INV}_{l}^{2} R\sigma^{2} + R^{2} (D(\xi(i)))^{2})^{2} =$$

$$= 4Nk^{2} \operatorname{INV}_{l}^{2} \sigma^{2} + 2(N-1) (4k^{2} \operatorname{INV}_{l}^{2} R\sigma^{2} + R^{2} 4\sigma^{4}).$$
(8)

Дисперсия знаменателя будет равна:

$$D_B = \frac{1}{L} \Big( 4Nk^2 \sigma^2 + 2(N-1) \Big( 4k^2 R \sigma^2 + 4R^2 \sigma^4 \Big) \Big).$$
(9)

Расчет плотности вероятности частного двух случайных величин производится по нижеприведенной формуле:

$$W(z) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{z}{\pi \sigma_A \sigma_B} e^{-\frac{(z^2 x - m_A)^2}{2\sigma_A^2}} e^{-\frac{(x - m_B)^2}{2\sigma_B^2}} |x| dx, \qquad (10)$$

где  $\sigma_A$  и  $\sigma_B$  определяются как  $\sigma_A = \sqrt{D_A}$ ,  $\sigma_B = \sqrt{D_B}$ ;  $m_A$  и  $m_B$  определяются выражениями (6) и (7).

Однако, следует отметить, что если на интервале стационарности свойств канала коэффициент передачи остается постоянным, то основную погрешность в его определение вносит аддитивная помеха. Поэтому алгоритм вычисления граничных значений вероятности попарного перехода будет следующий. Вначале необходимо определить граничные значения изменения коэффициента передачи канала связи  $k_+$  и  $k_-$ . Для этих значений находятся оптимальные пороги. На конечном этапе производится расчет вероятности попарного перехода для найденных порогов. Все вычисления в конечном итоге справедливы для коэффициента передачи канала связи, равном 0,7.

Расчет оценки инварианта производится по выражению (2). Тогда величина отсчета знаменателя может быть рассчитана в соответствии со следующим соотношением:

$$X_{j} = \frac{1}{L} \sum_{m=1}^{L} (k + \eta(m, j))^{2}, \qquad (11)$$

Оценка квадрата коэффициента передачи канала связи равна:

$$\hat{k}^{2} = \overline{X} - \sigma^{2} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N} X_{j} - \sigma^{2}.$$
(12)

Дисперсия оценки квадрата коэффициента передачи канала связи равна:

$$D\hat{k}^2 = \frac{\sigma_B^2}{N^2},\tag{13}$$

где  $\sigma_B^2$  – дисперсия знаменателя выражения (2).

Пределы изменения коэффициента передачи канала связи равны:

$$k_{-} = \sqrt{k^2 - 3\sqrt{Dk^2}} , \qquad (14)$$

$$k_{+} = \sqrt{k^{2} + 3\sqrt{Dk^{2}}} , \qquad (15)$$

Расчет  $P_{\text{пер}}$  производится численно по выражению (5) аппроксимацией формулы (10). Пороговые значения  $z_p$  рассчитывались путем минимизации  $P_{\text{пер}}$  в формуле (5). Для k = 0,7 и INV<sub>1</sub> = 1, INV<sub>2</sub> = 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9 вычисления дают результаты при R = 0,25;  $z_p = 1,198$ ; 1,344; 1,505; 1,586; 1,772; 1,821; 1,975; 2,154. Результаты моделирования приведены на рис. 1.



Рис. 1. Кривые помехоустойчивости при наличии мультипликативной помехи (вероятность попарного перехода при k = 0,7, R = 0,25):

1. Вероятность попарного перехода при k = 0,7 и порогах  $z_p$ , вычисленных при k = 0,7;

2. Вероятность попарного перехода при k = 0,7 и порогах  $z_p$ , вычисленных при  $k_{-1}$ 

3. Вероятность попарного перехода при k = 0,7 и порогах  $z_p$ , вычисленных при  $k_+$ ;

4. Вероятность ошибки при классической АМ модуляции

# Выводы

Проведенный анализ показывает, что инвариантная система передачи информации при наличии аддитивной помехи со слабо коррелированными отсчетами обладает высокой помехоустойчивостью. Вероятность ошибки классического алгоритма с амплитудной модуляцией как минимум на два порядка больше вероятности попарного перехода в инвариантной системе.

Хотелось бы подчеркнуть, что система с нелинейной обработкой существенно проще в реализации по сравнению с инвариантными системами, разработанными авторами ранее [1–5]. Упрощение состоит в том, что в разработанном выше алгоритме не требуется расширенного синхронного детектирования. Поэтому данную систему можно использовать в телекоммуникационных системах, системах телеуправления и других системах, предъявляющих высокие требования к помехоустойчивости.

### Список литературы

 Алгазин Е.И., Ковалевский А.П., Малинкин В.Б. Оценка помехоустойчивости инвариантной системы обработки информации при некогерентном приеме // Вестник Сиб-ГАУ. – Красноярск, 2008. Вып. 2(19). – С. 38–41.

2. Алгазин Е.И., Ковалевский А.П., Малинкин В.Б. Сравнительный анализ способов повышения помехоустойчивости инвариантной системы обработки информации // Материалы 9 междунар. конф. Актуальные проблемы электронного приборостроения. АПЭП – 2008. – Новосибирск, 2008. – С. 17–19.

3. Алгазин Е.И., Ковалевский А.П., Малинкин В.Б. Помехоустойчивость инвариантной относительной амплитудной модуляции // Материалы 9 междунар. конф. Актуальные проблемы электронного приборостроения. АПЭП – 2008. – Новосибирск, 2008. – С. 20–23.

4. Алгазин Е.И., Ковалевский А.П., Малинкин В.Б. Инвариантная система обработки информации при некогерентном приеме и ее количественные характеристики // Материалы 9 междунар. конф. Актуальные проблемы электронного приборостроения. АПЭП – 2008. – Новосибирск, 2008. – С. 13–16.

5. Малинкин В.Б., Алгазин Е.И., Левин Д.Н., Попантонопуло В.Н. Инвариантный метод анализа телекоммуникационных систем передачи информации: монография. – Красноярск, 2006. – 140 с.

6. Теплов Н.Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации. – М.: Связь, 1964. – 359 с.

7. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. – М.: Радио и связь, 1989. – 654 с.

# РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТРАФИКА В СЕТИ VPN С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕНЗОРНОГО ПОДХОДА

#### О. Л. Гутковская, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: DPonomarev@sfu-kras.ru

Бурное развитие сети Интернет привело к возможности использования открытых ресурсов для организации корпоративных сетей VPN. Однако, топологии сетей, требования к качеству обслуживания, изменяющиеся структуры связей приводят к усложнению задачи распределения трафика в корпоративной сети. В данной работе рассматривается подход к распределению трафика в VPN сети, основанный на тензорном анализе.

Для создания единого информационного пространства территориально распределенных сетей используется технология виртуальных частных сетей (VPN - virtual private network). Рост количества сетей VPN обусловлен глобальными масштабами современных корпораций и развитой инфраструктурой сети Интернет. Необходимость построения глобальной сети предприятия и возможность использования достаточно дешевого ресурса приводит к широкому использованию технологии VPN для построения современных корпоративных сетей. При этом возникает несколько проблем, из которых можно выделить задачу определения оптимального распределения трафика с учетом непредсказуемости качественных показателей обработки информации в сети Интернет [1, 2]. Однако, изменяющаяся структура сети, многовариантность маршрутов передачи информационных потоков, динамическое распределение ресурсов узлов, гетерогенность потоков и т.д., все это усложняет задачу распределения трафика в сети VPN, а в некоторых случаях приводит к невозможности решения поставленной задачи классическими методами. Учитывая современный подход к построению моделей обработки информационных потоков, связанный с определением уровней приложения и виртуальной сети (с выделением следующих подуровней: независимый от технологии сети, сигнальный подуровень и зависимый от технологии сети), а также с выделением плоскостей управления, приложений и опорной сети; требуется обеспечить решение задачи распределения трафика на каждом уровне модели [1, 2]. Кроме того, моделирование процесса обслуживания запросов абонентов условно можно разделить на три этапа: этап запроса услуги, этап предоставления услуги, этап завершения предоставления услуги. Следовательно, можно выделить несколько различных сетевых структур, которые в совокупности будут определять общую модель обработки информационных и сигнальных потоков в исследуемой сети [3].

Рассмотрим VPN сеть, структура которой представлена на рис. 1. Для данной сети необходимо произвести распределение трафика в соответствии с заданными интенсивностями поступления и обслуживания. Для решения поставленной задачи на первом этапе анализа требуется создать модель исследуемой сети. Основным математическим аппаратом при этом являются теория массового обслуживания (queueing theory) и теория телетрафика (teletraffic).



Рис. 1. Исследуемая сеть

Следовательно, рассматривая каждое направление обработки информации, как систему массового обслуживания, моделью распределения интенсивности информационных потоков является сеть массового обслуживания (рис. 2), каждая система которой будет моделью отдельного направления узла обработки информации.



Рис. 2. Модель исследуемой сети

Источник Source направляет информационный поток в узел Node 1, и так как это единственный источник нагрузки в сети, то нет необходимости представлять его в модели распределения трафика по сети в виде отдельной системы. Узел Node 1 в модели представлен системами 1-4, т.к. имеет один входной и три выходных интерфейса, скорость передачи в которых может быть различна. Аналогично, узел Node 3 представлен набором из систем 5,8 и 9. Узлы Node 2 и Node 4 в модели отображены в виде систем 6 и 7 соответственно, так как имеют по одному входному и выходному интерфейсах. Модель распределения потоков в узлах Node 5 и Node 6 состоит из систем 10,11,14 и 12,13,15 соответственно. Далее по двум интерфейсам (системы 16 и 17) информация от источника поступает получателю (Destination), где в системе 18 осуществляется окончательная обработка информации. В связи с тем, что рассматривается сеть с бесконечно малыми потерями, то весь трафик сгенерированный источником поступает к получателю.

Для определения распределения трафика в сети VPN в данной работе предлагается использовать в качестве инвариантного уравнения выражение для определения загрузки канала  $\rho$ , дающее связь между интенсивностью поступления информации от источника  $\lambda$ , выраженная в значениях скорости передачи информации (в Mб/c) и максимальной пропускной способностью канала (*B* - bandwidth), определяемая стандартными скоростями технологии Ethernet, как основной используемой для построения VPN сетей на нижних уровнях модели BOC:  $\rho = \frac{\lambda}{B}$ . С другой стороны, данное выражение можно записать, как:

$$\lambda = \rho B \,. \tag{1}$$

В данной работе метод распределения пропускной способности, основан на следующих предположениях. Во-первых, что поток вызовов с одной и той же интенсивностью ( $\lambda$ ) поступления вызовет при неизменной скорости интерфейса одну и ту же загрузку ( $\rho$ ) каналов при изменении структуры и можно считать, что будет выполняться соотношение (инвариант):

$$\rho\lambda = \rho'\lambda',\tag{2}$$

где переменные со штрихом для одной структуры сети, без штриха для другой. Вовторых, объединение систем в единую сеть не вызывает никаких изменений процесса обслуживания информационного потока. В-третьих, изменение структуры сети не предполагает качественное изменение основных соотношений между физическими величинами, описывающими простейший элемент, а определяет только их численное изменение. Следовательно, для любой сети справедливо матричное уравнение:

$$\overline{\lambda} = \overline{B}\overline{\rho} . \tag{3}$$

Определение компонент геометрических объектов примитивной сети состоит в нахождении векторов  $\overline{\lambda}'$ ;  $\overline{\rho}'$  и B'. Геометрические объекты примитивной сети:  $\overline{\lambda}'$  вектор интенсивностей потоков сообщений в ветвях;  $\overline{\rho}'$  вектор загрузки систем массового обслуживания; B' квадратная матрица, диагональные элементы выражают интенсивности обслуживания пакетов, другие элементы характеризуют взаимное влияние систем друг на

друга:  $B' = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1n}' \\ b_{21}' & b_{22}' & \dots & b_{2n}' \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_{n1}' & b_{n2}' & \dots & b_{nn}' \end{bmatrix}$ . Эквивалентная система уравнений, описывающих прими-

тивную сеть, будет иметь следующий вид, в соответствии с (3):  $\begin{cases}
\lambda_1' = b_{11}' \rho_1' + b_{12}' \rho_2' + \dots + b_{1n}' \rho_n' \\
\dots \\
\lambda_n' = b_{n1}' \rho_1' + b_{n2}' \rho_2' + \dots + b_{nn}' \rho_n'
\end{cases}$ 

Находя соотношение между загрузками ветвей примитивной сети и загрузками в исходной сети, находим матрицу перехода из одной системы координат в другую  $\overline{A}$  [4]. Тогда, исходя из инварианта  $\rho\lambda = \rho'\lambda'$ , определяем соотношение между загрузками систем обработки информации в исходной и примитивной сетях, как:  $\overline{\rho}' = \overline{A}\overline{\rho}$ , где  $\overline{A}$  – матрица преобразования. Тогда, можно записать уравнения преобразования для узлового пред-

$$\rho_1' = A_{11}\rho_1 + A_{12}\rho_2 + \ldots + A_{1,n-k}\rho_{n-k}$$

ставления виртуальной частной сети, как: {......

$$\left(\rho_{n}' = A_{n1}\rho_{1} + A_{n2}\rho_{2} + \dots + A_{n,n-k}\rho_{n-k}\right)$$

Используя (1), можно записать инвариант (2), как:  $\overline{\rho}\overline{\lambda} = \overline{\rho}\overline{A}^T\overline{\lambda}'$ . Далее, находим соотношение между распределением интенсивностей потоков в примитивной и исходной сетях, как:  $\overline{\lambda} = \overline{A}^T\overline{\lambda}'$  или  $\overline{\lambda}' = (\overline{A}^T)^{-1}\overline{\lambda}$ . Следовательно, матричное уравнение  $\overline{\lambda}' = \overline{B}'\overline{\rho}'$  для примитивной сети можно представить в виде:  $(\overline{A}^T)^{-1}\overline{\lambda} = \overline{B}'\overline{A}\overline{\rho}$ . Откуда,  $\overline{\lambda} = \overline{A}^T\overline{B}'\overline{A}\overline{\rho}$ , а так как, для исходной сети справедливо (3), то правило преобразования пропускной способности определяется, как:  $\overline{B} = \overline{A}^T\overline{B}'\overline{A}$ . Тогда, матричное уравнение для исходной сети будет иметь вид:

$$\left(\overline{A}^{T}\overline{B}'\overline{A}\right)\overline{\rho} = \overline{A}^{T}\overline{\lambda}', \qquad (4)$$

в котором исходная сеть описана в символах примитивной. Далее, решая полученное уравнение относительно  $\overline{\rho}$ , находим загрузку каждого интерфейса  $\overline{\rho}_{interface} = \overline{A}\overline{\rho}$  и определяем используемую пропускную способность каждого интерфейса  $\overline{\lambda}_{interface} = \overline{B}\overline{\rho}_{interface}$ . Данный подход позволяет оценить загрузку сетей и произвести распределение пропускной

способности сети в зависимости от заданных характеристик интерфейсов сети, обеспечив тем самым возможность оптимального использования ресурсов, систем в частности, и сети в целом.

Для применения тензорного анализа формируется узловая модель сети, представленная на рис. 3. Мнимые ветви формируются в связи с применением узлового метода тензорного анализа, т.е. все контуры преобразуются в узловые пары, в связи с чем, появляются мнимые ветви с теми же интенсивностями поступления и обслуживания, что и для истинных. На рис. 3 показано преобразование схемы с появлением мнимых ветвей 12, 15 и 20; для которых соблюдается:  $\lambda_{11} = \lambda_{12}$ ,  $\mu_{11} = \mu_{12}$ ,  $\lambda_{15} = \lambda_{14}$ ,  $\mu_{15} = \mu_{14}$ ,  $\lambda_{20} = \lambda_{19}$  и  $\mu_{20} = \mu_{19}$ . Введение мнимых ветвей позволяет сохранить соотношения (рис. 3):  $\lambda_{16} = \lambda_{10} + \lambda_{11}$ ,  $\lambda_{17} = \lambda_{13} + \lambda_{14}$  и  $\lambda_{21} = \lambda_{18} + \lambda_{19}$ , которые могут быть нарушены при замене контура на «узловую» пару.



Рис. 3. Узловая модель исследуемой сети

Записывая составляющие матричного уравнения (4), правую часть можно преобразовать к виду с учетом суммы интенсивностей в узлах равной нулю и интенсивностей мнимых ветвей равных соответствующим интенсивностям реальных ветвей (ввиду громоздкости уравнение здесь не приводится). Тогда линейно независимыми интенсивностями будут  $\lambda_{11}, \lambda_{14}, \lambda_{19}, \lambda_{21}$ . Естественно, в связи с тем, что в рассматриваемой сети присутствует один источник с интенсивностью  $\lambda_1$ , то все интенсивности могут быть выражены через  $\lambda_1$ . Определяя  $p_i$ , как вероятность поступления нагрузки в *i*-й узел, можно задать интенсивности:  $\lambda_{11}, \lambda_{14}, \lambda_{19}, \lambda_{21}$ , как (рис. 3):  $\lambda_{11} = p_8 p_3 \lambda_1$ ,  $\lambda_{14} = p_4 \lambda_1$ ,  $\lambda_{19} = (p_9 p_3 + p_4) \lambda_1$ ,  $\lambda_{21} = (p_2 + p_8 p_3 + p_9 p_3 + p_4) \lambda_1$ . При этом, учитывая, что потери в данной сети малые можно принять:  $\lambda_{21} = \lambda_1$ . Используя вектор управления, содержащий вероятности разделения нагрузки по узлам ( $p_2$   $p_3$   $p_4$   $p_8$   $p_9$ ) можно управлять распределением трафика по узлам сети с целью обеспечения определенного значения загрузки интерфейсов сети при установленном значении интенсивности информационных потоков. При этом, исходя из того, что  $p_2 + p_3 + p_4 = 1$  и  $p_8 + p_9 = 1$  (сумма интенсивностей в узле равна нулю), достаточно использовать вероятности  $p_3$ ,  $p_4$  и  $p_8$ . Таким образом, для получения распределения трафика по сети VPN, необходимо задать вектор  $\begin{pmatrix} p_3 & p_4 & p_8 \end{pmatrix}$ , определить исходные данные для матрицы  $\overline{B}'$ :  $b_{i,i} = 0$  для  $i \neq j$ ; для i = j  $b_{i,j}$  определяется скоростью интерфейса, например 100 Мб/с, и решить уравнение (4) относительно  $\bar{\rho}$ .

В дополнение, необходимо отметить, что используя вектор управления, содержащий вероятности разделения нагрузки по узлам  $\begin{pmatrix} p_3 & p_4 & p_8 \end{pmatrix}$  можно не только управлять рас-

пределением трафика по узлам сети, но и обеспечивать определенный уровень качества обслуживания, что определяется полученными при расчете значениями загрузки интерфейсов. Данные значения могут использоваться в дальнейшем для нахождения вероятностно-временных характеристик, как показателей QoS [5]. Например, можно определить значение среднего времени задержки либо по заданному маршруту, либо по всей сети в целом при установленном значении интенсивности потоков. Таким образом, при заданном значении интенсивности источника  $\lambda_1$ , определенных значениях пропускной способности в каждом интерфейсе и использовании в качестве модели системы массового обслуживания вида M/M/1 можно изменяя значения коэффициентов  $p_3$ ,  $p_4$  и  $p_8$  определить изме-

нение времени задержки по сети как:  $T = \sum_{i=1}^{18} \frac{1}{1-\rho_i}$  (без учета мнимых ветвей), а  $\rho_i$  опре-

деляется как  $\overline{\rho}_{\text{interface}} = \overline{A}\overline{\rho}$ . Полученные при расчете значения вероятностно-временных показателей необходимо использовать для получения значений оценок качества обслуживания QoS на сетевом уровне. Для каждого маршрута можно записать следующие форму-

лы:  $p_{nomepb} = 1 - \sum_{i=1}^{m} (1 - p_{nomepb,i})$  (рассматривается совокупность ветвей на маршруте, как по-следовательный граф);  $T_{_{задержки}} = \sum_{i=1}^{m} T_{_{задержки,i}}$ , где *m* определяется общим числом систем,

составляющих маршрут передачи/обработки.

В заключении, можно отметить следующее: сложные топологии, необходимость учета особенностей передачи в различных технологиях, динамическое управление маршрутами потоков: всё это приводит к сложностям в распределении трафика и определении показателей качества классическими методами; тензорный метод позволяет распределять нагрузку и оценивать требуемые показатели качества при приемлемых вычислительных затратах. Кроме того, тензорный метод позволяет достаточно просто формализовать проектные процедуры для сетей VPN. Следует отметить также, что основными достоинствами предложенного метода являются: линейная зависимость сложности расчетов от масштаба сети, возможность оценки характеристик сетей при обслуживании разнородных информационных потоков, возможность решения многокритериальной задачи при оценке параметров телекоммуникационных сетей, а также простота программной реализации [4].

## Список литературы

1. Росляков А.В. Виртуальные частные сети. Основы построения и применения. -М.: Эко-Трендз, 2006. – 304 с.

2. Запечников С. В., Милославская Н. Г., Толстой А. И. Основы построения виртуальных частных сетей. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003.

3. P.Agrawal, Jui-Hung Yeh, Jyh-Cheng Chen, Tao Zhang. IP Multimedia Subsystems in 3GPP and 3GPP2: Overview and Scalability Issues // IEEE Comm. Magazine. - January, 2008. -P. 138–145.

4. Пономарев Д.Ю. Исследование характеристик пакетных сетей узловым методом тензорного анализа // Программные продукты и системы. – 2009. – № 4. – С. 65–69.

5. Яновский Г. Г. Качество обслуживания в IP сетях // Вестник связи – 2008. – № 1. – C. 65-74.

# АНАЛИЗ И СИНТЕЗ МЕТОДОВ РАСШИРЕНИЯ КОРРЕКТИРУЮЩИХ СПОСОБНОСТЕЙ БЛОКОВЫХ КОДОВ

Д. А. Капустин, А. А. Гладких (научный руководитель)

Ульяновский государственный технический университет 432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, д. 32 E-mail: a.gladkikh@ulstu.ru

Рассматриваются регулярные методы достижения асимптотических границ в процедуре декодирования блоковых кодов, основанные на быстром составлении списков наиболее вероятных кодовых комбинаций с использованием лексикографического метода, именуемого в работе методом кластерного анализа. Показана принципиальная возможность перехода от защитных зон в виде сфер к защитным зонам в виде прямоугольных параллепипидов, позволившего представить множество кодовых комбинаций в виде созвездий кластеров. Реализация метода основана на мягких решениях приемника.

В теории помехоустойчивого кодирования метрика Хэмминга играет основополагающую роль и ее суть общеизвестна. В тоже время для блоковых кодов, в случае перехода к укороченным кодам, хрестоматийным является факт обнаружения при использовании стандартной расстановки кода ошибок, кратность которых превосходит указанное расстояние [1]. Возникает вопрос: является ли подобный факт исключительным, а если нет, то, какие возможности открываются при попытке декодировать двоичные коды за пределами их конструктивных возможностей/

Целью работы является разработка и моделирование алгоритмов мягкого списочного декодирования блоковых кодов с применением целочисленных индексов достоверности символов (ИДС), обеспечивающих полное использование введенной в код избыточности.

Известно, что в канале с гауссовским шумом при  $E/N_0 \rightarrow \infty$ , где E – энергия сигнала, приходящаяся на бит, а  $N_0$  – спектральная плотность гауссовского шума, в случае жестких решений энергетический выигрыш оценивается выражением  $D_h = 10 lg(k/n(t+1))d_b$ , а при реализации мягкого декодирования как  $D_s = 10 lg(k/n)d_{min}d_b$ . В приведенных формулах: k – число информационных символов в кодовом векторе длины n, t – число, исправляемых кодом ошибок, а  $d_{min}$  – метрика Хэмминга. Отсюда следует, что асимптотический выигрыш в случае мягкого декодирования на 3 дБ выше, чем при реализации жесткой схемы принятия решения [2, 3]. Из-за метрики Хэмминга подобная оценка не является предельной, поскольку при декодировании не полностью используется введенная в код избыточность.

Предположив, что код способен исправить ровно n-k стираний, получим новую оценку в виде соотношения  $D_{km} = 10 lg (k(1-k/n+1/n))$ дБ, которая показывает, что за пределами мягкого декодирования для двоичных кодов возможно получение дополнительного энергетического выигрыша. Следует заметить, что двоичные блоковые коды не являются максимально декодируемыми, поэтому для приближения к приведенной границе следует искать методы декодирования, не связанные с традиционными алгебраическими подходами к данной процедуре.

Одним из таких методов является метод декодирования с использованием упорядоченной статистики по убыванию ИДС символов в кодовых комбинациях блоковых кодов длины *n* и применения эквивалентных кодов. Декодирование начинается с упорядочивания компонент принятой последовательности по убыванию надежностей. Обозначим через  $Y = (y_1, y_2, ..., y_n)$  упорядоченную последовательность ИДС, в которой  $|y_1| \ge |y_2| \ge ... \ge |y_n|$ . Назовем это переупорядочивание подстановкой  $\lambda_1$  такой, что  $y = \lambda_1(r)$ , где  $r = (r_1, r_2, ..., r_n)$  принятая последовательность символов. В ходе сортировки ИДС, отве-

чающих процедуре  $\lambda_1$ , создается перестановочная матрица  $R_{\lambda_1}$ . Следующий шаг алгоритма состоит в перестановке столбцов порождающей матрицы  $G = (I_{k \times k} \vdots H_{(n-k) \times k}^T)$  в порядке, соответствующем последовательности Y. Выполняя  $G \times R_{\lambda_1}$ , получим  $G' = \lambda_1 [G(Y)] = (g_1' g_2' ... g_n')$ , где  $g_i' - i$ -й столбец матрицы G'. Естественно, матрица G' на данном шаге алгоритма не является систематической.

Продолжение алгоритма состоит в построении наиболее надежного базиса возможного эквивалентного кода. Начиная с первого столбца матрицы G', находятся первые k линейно независимых столбцов, которым в соответствии с У соответствуют наибольшие ИДС. Остальные (n-k) столбцов также упорядочиваются в порядке убывания их надежности. В результате получают отображение порождающей матрицы  $\lambda_2$  такое, что  $G'' = \lambda_2[G'] = \lambda_2[\lambda_1[G(Y)]]$ . Применяя отображение  $\lambda_2$  к последовательности Y, формируют новую переупоря, где  $Z = \lambda_2(Y) = (z_1, z_2, ..., z_k, z_{k+1}, ..., z_n).$ переупорядоченную последовательность Ζ. В этой последовательности  $|z_1| \ge |z_2| \ge ... \ge |z_k| \ge |z_{k+1}| \ge ... \ge |z_n|$ . Для проверки линейной независимости строк в матрице G' (только для двоичных кодов) декодер выделяет первые k столбцов и, формируя матрицу  $S_{k\times k}$ , вычисляя ее детерминант. При  $det(S_{k\times k}) \neq 0$ , открывается возможность образования из матрицы G" путем линейных преобразований ее строк и столбцов новой матрицы эквивалентного кода  $G''_{cucm}$  в систематической форме. При  $det(S_{k \times k}) = 0$  матрице  $S_{k \times k}$ наблюдается свойство линейной зависимости строк, что не позволяет сразу получить G"сист. В случае линейной зависимости строк декодер переходи к итеративной процедуре преобразования  $S_{k \times k}$  за счет смены мест столбцов с номерами k и k+1 в G' (первый шаг итерации). При отрицательном исходе этого шага итерации, осуществляется смена мест столбцов с номерами k + 1 и k + 2 (второй шаг итерации). Выполнение последующих шагов считается нецелесообразным из-за опасности манипуляции с ошибочными символами (столбцами). В этом случае комбинация отмечается как стирание для последующего его восстановления на уровне внешних декодеров в схеме последовательного турбокодирования.

Получив удовлетворительный результат по вычислению  $det(S_{k\times k})$ , декодер выполняет регулярную процедуру по вычислению матрицы  $G''_{cucm}$  через определение обратной матрицы, которая точно указывает на порядок сложения строк матрицы G'' для получения новой порождающей матрицы в систематической форме  $G''_{cucm}$ .

В результате выполнения алгоритма декодеру становятся известными принятый вектор  $V_{np}$  с ошибками и упорядоченными по убыванию ИДС, матрица перестановок  $R_{\lambda_1}$  и результат ее умножения на вектор  $V_{np}$ :  $V'_{np} = V_{np} \times R_{\lambda_1}$ , преобразованная в соответствии с Y порождающая матрица  $G''_{cucm}$  и новый вектор  $V''_{np}$  как результат умножения информационных разрядов с наиболее надежными ИДС из  $V'_{np}$  на  $G''_{cucm}$ . Очевидно, что вычитание вектора  $V''_{np}$  из вектора  $V'_{np}$  определяет вектор ошибок  $V'_{er}$ . Этот вектор необходимо умножить на  $R^T_{\lambda_1}$ , чтобы получить истинный вектор ошибок  $V_{er}$ , действовавший в канале связи в ходе передачи информации. Сложение этого вектора с вектором  $V_{np}$  обеспечивает исправление ошибок. Анализ порождающих матриц нескольких блоковых кодов показал, что в общей массе подстановок в ходе упорядочивания ИДС отрицательный исход составляет от 25 до 30 % от общего числа подстановок. Это позволяет повысить эффективность схем каскадного кодирования, а, приведенная выше оценка, получает вид  $D_{km} = \mu \cdot 10 \log (k (1 - k/n + 1/n)) \, \text{дБ}$ , где  $0 < \mu \le 1$ .

Применение метода к недвоичным кодам PC обеспечивает простоту исправления ошибок за счет получения безошибочного вектора путем перемножения группы наиболее надежных символов на матрицу эквивалентного кода и исключения процедуры поиска синдромных уравнений и решения их системы в матричной форме. Восстановление истинного вектора осуществляется путем умножения этого вектора на транспонированную перестановочную матицу.

Другим способом достижения указанной границы декодирования двоичных кодов является метод разбиения пространства разрешенных кодовых комбинаций на кластеры и представления в каждом кластере комбинаций, относящихся к конкретному номеру кластера, в системе декартовых координат в двумерном евклидовом пространстве.

Суть рассматриваемого в работе способа обработки кодовых векторов заключается в том, что все множество разрешенных комбинаций блокового кода разбивается на подмножества (кластеры). Кластеры нумеруются по заранее оговоренному принципу путем выделения части разрядов из числа кодового вектора. При этом позиции разрядов для всего разрешенного множества комбинаций должны быть одинаковыми. В этом случае процесс выделения номера кластера соответствует принципам лексикографического метода. Оставшиеся символы кодовой комбинации разбиваются на две группы, каждая из которых образуют координаты по двум осям координатной плоскости. Такое разбиение приводит к размещению разрешенных комбинаций кода в трехмерном пространстве, при этом номера кластеров образуют плоскости, для которых известны координаты кодовых векторов, принадлежащие данному кластеру. Применение на практике данного метода основано на доказательстве ряда утверждений, использующих положения алгебраической теории групп, колец и полей [4].

Пусть общее число комбинаций группового кода равно  $2^k$ . Из любого циклического кода путем регулярных преобразований или линейных преобразований над строками порождающей матрицы *G* можно образовать систематический код с матрицей  $G_s = [I_k \vdots P]$ , порождающей тот же код. В единичной матрице  $I_k$  всегда можно выделить единичную матрицу меньшей размерности f, где  $1 \le f \le k$ .

Путем линейных преобразований над строками выделенной матрицы  $I_f$ , можно получить двоичное поле Галуа степени расширения f, при этом комбинации поля  $GF(2^f)$  будут определять признак кластера или его номер. Поле  $GF(2^f)$  содержится в поле  $GF(2^k)$  ровно  $2^{k-f}$  раз, следовательно, число кодовых комбинаций в одном кластере будет определяться этим же соотношением. Следовательно, если число двоичных символов, определяющих признак кластера равно f и  $0 \le f \le k$ , то число комбинаций такого кода, входящих в кластер одного признака, определяется соотношением  $2^{k-f}$ . Очевидно, что при значении f = 0 все кодовые векторы входят в один кластер. При этом процедура обработки кодовой комбинации сводится к системе жесткого или мягкого декодирования по общеизвестным правилам.

Полное множество всех возможных кластеров блокового систематического кода может быть образовано путем линейной комбинации строк порождающей матрицы. Действительно, определив разряды кодовых комбинаций, указывающих на номер кластера (параметр f), выделим в порождающей матрице G первые f строк. В единичной мат-

рице  $I \in G$  под последней строкой из выбранных f строк образуется множество столбцов, содержащих только нули. Строки матрицы G с первыми f нулями являются кандидатами для формирования нулевого кластера. Поскольку комбинации всех строк матрицы G определяют кластер с номером  $2^{f}$  –1, то все другие номера могут быть сформированы путем линейной комбинации соответствующих строк.

Для любого двоичного циклического кода с установленной базовой структурой бит, определяющей номер кластера, возможна однозначная идентификация номера кластера по любой другой группе двоичных символов адекватной базовой структуре. Рассмотренное свойство позволяет установить номер кластера зафиксированного приемником кодового вектора в случае его искажения при передаче по каналу связи. Для этого может быть использована другая группа разрядов той же кодовой комбинации, которые оказались принятыми с высокими значениями ИДС. Подобный подход не исключает применения и итеративных преобразований разрядов кодового вектора в комплексе с известными проверочными соотношениями.

Каждый разряд любой координаты X или Y имеет вес кратный значению  $2^i$ , где  $i \in N \cup \{0\}, i \leq (k - f)/2$ . Принципиально это означает, что при восстановлении кодового вектора по признаку кластера значения координат X или Y мало изменяются при замене в младших разрядах единиц на нули и наоборот (принцип стеганографии).

Пример разбиения множества комбинаций кода Хэмминга (7,4,3) на кластеры представлен в табл. 1, а на рис. 1 показана топология комбинаций в каждом кластере.

Очевидными особенностями такого разбиения комбинаций кода (7,4,3) являются:

• симметрия второго рода между четными и нечетными кластерами;

 размещение всех кодовых комбинаций на двумерной плоскости между нулевой и чисто единичной комбинацией;

• соотношение между симметричными вершинами кластеров для координаты X по модулю 2<sup>3</sup>-1 и для координаты Y по модулю 2<sup>2</sup>-1 (поскольку для X выделялось три разряда, а для Y выделялось два разряда). Принципиально под значения координат при других параметрах кода и иной нумерации кластеров могут выделяться одинаковое число разрядов. В этом случае значения кодовых комбинаций с симметричными координатами будут определяться по модулю 2<sup>*f*</sup>.

Таблица 1

| Номер<br>комби-<br>нации | Разряды |   |   |   | При<br>клас | Признак<br>кластера X <sub>10</sub> I |   | Y <sub>10</sub> | Номер<br>комби- Разр:<br>нации |    |   | азряд | ды |    | Признак<br>кластера |   | <i>X</i> <sub>10</sub> | Y <sub>10</sub> |   |
|--------------------------|---------|---|---|---|-------------|---------------------------------------|---|-----------------|--------------------------------|----|---|-------|----|----|---------------------|---|------------------------|-----------------|---|
| 1                        | 2 3     |   | 3 | 4 |             | 5                                     | 6 | 7               | 8 9                            |    |   | 10    |    | 11 | 12                  |   |                        |                 |   |
| 0                        | 0       | 0 | 0 | 0 | 0           | 0                                     | 0 | 0               | 0                              | 8  | 0 | 0     | 0  | 1  | 0                   | 1 | 1                      | 0               | 2 |
| 1                        | 0       | 0 | 1 | 0 | 1           | 1                                     | 0 | 1               | 1                              | 9  | 0 | 0     | 1  | 1  | 1                   | 0 | 1                      | 1               | 3 |
| 2                        | 0       | 1 | 0 | 1 | 1           | 0                                     | 0 | 2               | 3                              | 10 | 0 | 1     | 0  | 0  | 1                   | 1 | 1                      | 2               | 1 |
| 3                        | 0       | 1 | 1 | 1 | 0           | 1                                     | 0 | 3               | 2                              | 11 | 0 | 1     | 1  | 0  | 0                   | 0 | 1                      | 3               | 0 |
| 4                        | 1       | 0 | 0 | 1 | 1           | 1                                     | 0 | 4               | 3                              | 12 | 1 | 0     | 0  | 0  | 1                   | 0 | 1                      | 4               | 1 |
| 5                        | 1       | 0 | 1 | 1 | 0           | 0                                     | 0 | 5               | 2                              | 13 | 1 | 0     | 1  | 0  | 0                   | 1 | 1                      | 5               | 0 |
| 6                        | 1       | 1 | 0 | 0 | 0           | 1                                     | 0 | 6               | 0                              | 14 | 1 | 1     | 0  | 1  | 0                   | 0 | 1                      | 6               | 2 |
| 7                        | 1       | 1 | 1 | 0 | 1           | 0                                     | 0 | 7               | 1                              | 15 | 1 | 1     | 1  | 1  | 1                   | 1 | 1                      | 7               | 3 |

Список кодовых комбинаций кода Хэмминга (7,4,3)



Рис. 1. Созвездия комбинаций кода (7,4,3), распределенных по кластерам

Важно отметить, что при кластерном подходе появляется новая метрика в форме прямоугольной защитной зоны, определяемой прямыми линиями, проходящими через пары точек с координатами: для вертикальной границы  $[(2^{\beta-1}-1); 0]$  и  $[(2^{\beta-1}-1); 2^{\beta}];$ для горизонтальной границы  $[0; (2^{\beta-1}-1)]$  и  $[2^{\beta}; (2^{\beta-1}-1)].$ 

Применение кластерного подхода предполагает декодирование комбинаций по списку. В современных условиях это не является сложной задачей, поскольку прогресс в создании систем памяти значителен, а методы алгебраического декодирования кодов сохранили классическую форму. При алгебраическом декодировании декодер связан обязательной процедурой составления системы линейных уравнений и ее решения. Сложность этой процедуры зависит от конфигурации ошибок и не может быть решена итеративными методами. Предлагаемый подход позволяет повысить корректирующие возможности кода. Код (7,4,3), способен гарантированно исправить одну ошибку или два стирания. При кластерном декодировании для данного кода возможно исправление трех стираний. Все зависит от правильности определения кластера и старших разрядов координат.

## Список литературы

1. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки/ У. Питерсон, Э. Уэлдон; пер. с англ. под ред. Р. Л. Добрушина и С. Н Самойленко. – М.: Мир, 1976. – 594 с.

2. Зяблов В. В. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах / В.В. Зяблов, Д.Л. Коробков, С.Л. Портной. – М.: Радио и связь, 1991. – 288 с.

3. Ибрагимов И. А., Хасьминский Р.З. Асимптотическая теория оценивания / И. А. Ибрагимов, Р. З. Хасьминский. – М.: Наука, 1979. – 528 с.

4. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М.: Техносфера, 2005. – 320 с.

# ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ В ПАССИВНЫХ ОПТИЧЕСКИХ СЕТЯХ

П. Я. Патрин, К. Э. Гаипов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: kafaes@krasmail.ru

Внедрение новой технологии связи на уровне сетей доступа, такой как пассивные оптические сети, по новой заставило провайдеров по новому взглянуть на проблему организации «последней мили». В частности на проблему планирования пропускной способности для каждого абонентского терминала, В данной статье описывается применение тензорного анализа телекоммуникационных сетей для оптимизации алгоритма распределения полосы пропускания в пассивных оптических сетях, который позволяет определить оптимальные сточки зрения явных и условных потерь временные интервалы доступа каждого абонентского терминала к общей среде передачи данных.

Пассивная оптическая сеть (PON) - это одна из технологий построения сетей абонентского доступа. Сеть строится только из оптических компонентов: оптоволоконного кабеля, оптических сплиттеров (разветвителей) и аттенюаторов. Активные устройства используются только в оконечном оборудовании. На станционной стороне устанавливаются линейные оптические терминалы (optical line terminal – OLT), а на абонентской – модули оптической сети (optical network unit – ONU). Сеть PON имеет древовидную топологию – несколько ONU подключаются к единственному OLT посредством пассивного сплиттера. Таким образом, на каждом участке сети используется только одно оптическое волокно. Направления передачи разделяются по длинам волн (в направлении от OLT к ONU 1490 или 1550 нм, в обратном направлении – 1310 нм). Для передачи по сети PON кадры, поступающие от оконечных устройств, инкапсулируются в так называемые протокольные единицы. Различные стандарты PON описывают различные методы инкапсуляции. Например, в сетях GPON используется инкапсуляция GEM (GPON encapsulation method), а в сетях EPON кадры инкапсулируются в кадры Ethernet с модифицированным заголовком. В направлении от OLT к ONU в широковещательном режиме передается последовательность протокольных единиц, адресованных соответствующим ONU, каждый ONU выбирает свои протокольные единицы на основании анализа их адресных заголовков. В направлении от ONU к OLT протокольные единицы передаются поочередно каждым ONU, то есть используется бесконфликтная процедура доступа ONU к моноканалу, исключающая возможность одновременной передачи протокольной единицы более чем одним передатчиком ONU, для чего применяется принцип TDMA – множественного доступа с временным разделением каналов.

Для разрешения проблем, связанных с неоднородностями сети стандартом предусмотрены три процедуры ранжирования, выполняемые при каждой инициализации сети: ранжирование по расстоянию, ранжирование по мощности и ранжирование по фазе.

В связи с тем, что трафик, поступающий от разных ONU, неоднороден, возникает проблема наиболее эффективного распределения доступной полосы пропускания в обратном направлении.

Метод фиксированного распределения полосы пропускания (fixed bandwidth allocation – FBA) назначает детерминированное окно передачи для каждого ONU в детерминированном цикле. При использовании FBA полоса пропускания и задержка остаются постоянными, что не рационально, так как полоса пропускания занимается даже при отсутствии восходящего трафика от ONU.

Для распределения полосы пропускания в соответствии с трафиком и требованиями к качеству обслуживания применяется алгоритм DBA (dynamic bandwidth allocation – динамическое распределение полосы пропускания). Требования к алгоритму DBA базиру-

ются на свойствах наиболее часто используемых для передачи данных пакетов Ethernet переменной длины:

 справедливость (полоса пропускания должна объективно распределяться между пользователями);

низкая задержка (задержка не должна превышать максимального допустимого значения и быть минимально возможной);

 высокая эффективность (должно достигаться максимально эффективное использование полосы пропускания и максимальная пиковая скорость).

Алгоритм DBA подразумевает следующие действия:

- ONU накапливает восходящий трафик, полученный от пользователя в буфере;

- во время, назначенное OLT, размер данных, сохраненный в буфере, предоставляется OLT в виде запроса;

- OLT, учитывая предоставленный размер данных и спецификации обслуживания, определяет время начала передачи и ее доступную продолжительность (то есть окно передачи) в виде разрешения;

- ONU ожидает разрешенного времени и затем передает данные OLT.



Рис. 1. Математическая модель нисходящего канала в пассивной оптической сети

Различные реализации DBA используют различные методы расчета времени передачи. При расчете может учитываться объем запрашиваемых данных для передачи и дополнительно параметры качества обслуживания. Таким образом, эффективность передачи данных по нисходящему каналу будет зависеть от того сколько временных интервалов и какой длительности будет отведено каждому ONT. В качестве критерия эффективности можно выдвинуть требования минимальной задержки пакетов в каждом ONT и при необходимости определить ограничения на время задержки или количество сбрасываемых пакетов в единицу времени всеми ONT. Как уже было сказано, физическая топология сети представляет собой древовидную топологию корнем, которого является OLT. Математическая модель сети в виде сети массового обслуживания описывающая обратный поток можно представить следующим образом (рис. 1, a).

Для оптимизации пропускной способности между ONT воспользуемся узловым методом анализа, предложенным в [1], так как сеть является чисто узловой, согласно которой необходимо ввести узловые загрузки, как это показано на рис. 1, *б*.

Узловые загрузки представляют собой новую систему координат, через которую необходимо выразить все загрузки исходной сети, как это показано ниже:

$$\begin{pmatrix} \rho_{OLT} = \rho_{y1} \\ \rho_{ONT_1} = \rho_{y2} - \rho_{y1} \\ \rho_{ONT_2} = \rho_{y3} - \rho_{y1} \\ \vdots \\ \rho_{ONT_N} = \rho_{yN+1} - \rho_{y1} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \rho_{OLT} \\ \rho_{ONT_1} \\ \rho_{ONT_2} \\ \vdots \\ \rho_{ONT_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -1 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_{y1} \\ \rho_{y2} \\ \rho_{y3} \\ \vdots \\ \vdots \\ \rho_{yN+1} \end{bmatrix} \Rightarrow P_{OLT/ONT} = CP_y \cdot \quad (1)$$

Далее определяем узловые интенсивности поступления, как произведение вектора интенсивностей поступления в каждой СМО на транспонированную матрицу С.

$$\Lambda_{y} = C^{T} \Lambda_{OLT/ONT} = \begin{bmatrix} \lambda_{y1} \\ \lambda_{y2} \\ \lambda_{y3} \\ \vdots \\ \vdots \\ \lambda_{yN+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -1 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{OLT} \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{OLT} - \sum_{i=1}^{N} \lambda_{ONT_{i}} \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{2}} \\ \vdots \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{1}} \\ \lambda_{ONT_{N}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{ONT_{N}} \\ \lambda_{O$$

Далее определим матрицу узловых интенсивностей обслуживания как билинейную форму (5) матрицу интенсивностей обслуживания, диагональные элементы которой равны интенсивностям облуживания отдельно взятой СМО, физически элементы данной матрица будут показывать, сколько байт данных за единицу времени разрешит передать OLT по нисходящему каналу каждому ONT. Именно значение этих элементов необходимо оптимизировать.

Очевидно что максимальная интенсивность обслуживания равна интенсивности обслуживания нисходящего канала на OLT, когда сумма интенсивностей обслуживания отдельной ONT будет равна интенсивности обслуживания OLT, обозначим максимальную интенсивность обслуживания для обратного канала за  $\mu_{OLT}$ , а интенсивность обслуживания ONT за  $\mu_{ONT}$  тогда можно записать следующее соотношение:

$$\mu_{OLT} = \sum_{i=1}^{N} \mu_{ONT_i} \tag{3}$$

Поскольку значение  $\mu_{OLT}$  известно, то из (3) можно выразить значение  $\mu_{ONT_N}$  как:

$$\mu_{ONT_N} = \mu_{OLT} - \sum_{i=1}^{N-1} \mu_{ONT_i}$$
(4)

$$M_{y} = C^{T}MC = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -1 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}^{T} \begin{bmatrix} \mu_{OLT} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mu_{ONT_{1}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{ONT_{2}} & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mu_{OLT} - \sum_{i=1}^{N-1} \mu_{ONT_{i}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -1 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} .$$
(5)

После определения матрицы узловых интенсивностей поступления и обслуживания выразим через них узловые загрузки:

$$\mathbf{P}_{V} = \mathbf{M}_{V}^{-1} \mathbf{\Lambda}_{V} \,. \tag{6}$$

Загрузки же каждого ОNT и OLT можно определить по формуле:

$$\mathbf{P}_{OLT/ONT} = C\mathbf{P}_{y} \,. \tag{7}$$

Далее необходимо ввести целевую функцию описывающей суммарные условные или явные потери, если известен размер буфера памяти, распределение интервалов поступления пакетов в каждое ONT, а так же известен закон распределения длины пакета, то значение времени задержки или число сбрасываемых пакетов можно будет установить методами анализа теории массового обслуживания, но в общем случае если обозначить условные потери для ONT как  $T(\rho_{ONT})$ , то целевую функцию можно записать как:

$$F(\rho_{ONT_1}, \rho_{ONT_2}, \cdots, \rho_{ONT_N}) = \sum_{i=1}^{N} T(\rho_{ONT_i}).$$
(8)

С точки зрения функционирования технологии оптических сетей логичным было бы целевую функцию выбрать виде суммы пакетов стоящих на обслуживании, так как ONT отправляют именно информацию о количестве пакетов стоящих в очереди, но связь средней очереди с функцией  $T(\rho_{ONT})$  определяется из известной формулы Литтла.

Переменными, по которым должен производиться поиск, являются интенсивности обслуживания каждой ONT, после определения оптимальных интенсивностей их необходимо перевести во временные интервалы которые OLT должно пересылать с помощью протокола MPCP в сообщениях GATE для каждого ONT. Поскольку трафик в сетях связи является нестационарным в течение суток, то необходимо производить измерение периодов стационарности, чтобы можно было применять данный алгоритм оптимизации.

Таким образом, в данной статье был показан подход по планированию выделения пропускной способности с помощью тензорного подхода. Так же очевидно, что соотношение (7) представляет собой систему линейных уравнений описывающей функционирования дерева пассивной оптической сети. Поскольку в сети передается трафик с разными требованиями к качеству обслуживания, то представление ОNT в виде одноканальной системы массового обслуживания в общем случае не является правильным подходом, в таком случае ONT должно представлять собой совокупность одноканальных систем массового обслуживания, количество которых должно быть равно числу разновидностей трафика. И оптимизация должна производиться поочередно для каждого класса трафика, начиная с самого приоритетного, такой подход не только позволит оптимизировать алгоритм DBA, но и также определить параметры выходных очередей на ONT при обслуживании мультисервисного трафика.

## Список литературы

1. Петров М.Н., Пономарев Д.Ю., Золотухин В.В., Гаипов К.Э. Исследование возможностей применения тензорного метода анализа для управления информационными потоками в сетях на базе стека протоколов TCP/IP // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М.Ф. Решетнева. – 2008. – № 2(19). – С. 65–69.

# РАЗРАБОТКА ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ЭКСПЛУАТАЦИИ ЛКС ВОЛП НА ОСНОВЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ МОДЕЛЕЙ

## Д. И. Чадаев

Волгоградский государственный университет, 400062, г. Волгоград, пр-кт Университетский 100 Email: chadaev@yandex.ru

В работе рассматриваются результаты информационного моделирования процесса проектирования и эксплуатации линейно-кабельных сооружений ВОЛП. На основе полученных моделей исследуется этапы проектирования информационной системы. Предложенная в работе архитектура информационной системы реализует концепцию единого информационного телекоммуникационного пространства.

Проблема надежности волоконно-оптических сети передачи (ВОСП) является комплексной и охватывает широкий круг вопросов. Ее решение требует применения соответствующих методик оценки, расчета и контроля различных параметров линий связи и их показателей надежности [1–3]. Системный анализ предметной области позволяет выбрать направления дальнейших исследований и выделить наиболее значимые параметры системы [4].

Значительный объем информации, который необходимо обрабатывать в процессе эксплуатации ВОЛП определяет актуальность использования автоматизированных средств – информационно-телекоммуникационных систем [4].

Анализ методологий проектирования информационных систем (ИС) [4–6] показал что, при разработке ИС неотъемлемыми этапами проектирования является построение модели бизнес-процессов с использованием методологии IDEF0 (рис. 1), а также разработка словаря предметной области в виде онтологии [5]. По мимо перечисленных моделей в работе разработаны диаграммы потоков данных (ДПД) [7], которые относится к категории «ТО ВЕ», то есть описывает потоки данных в предметной области с учетом разрабатываемой ИС. Разработанная ДПД является описание потоков данных в ИС «Проектирование и эксплуатация ЛКС ВОЛП» с целью последующего построения схемы базы данных и модели пользовательского интерфейса.

На основании разработанных моделей бизнес-процессов и ДПД в работе была создана даталогическая модель БД (рис. 2). Даталогическая модель состоит из 6 независимых и 9 зависимых сущностей, 14 идентифицирующих связей «один ко многим» и 5 неидентифицирующих связей. С использованием CASE-средства ERwin была сгенерирована схема БД под управлением СУБД.

Далее в работе была разработана архитектура ИС (рис. 3). При разработке архитектуры ИС автором использована методология структурного системного анализа [8, 9], согласно которой сложную систему можно представить как взаимодействующую совокупность более простых подсистем. Каждая такая подсистема соответствует определенной предметной области (информационная, экономическая, техническая), которая представляется в своем информационном пространстве в рамках конкретной корпорации и образует единое информационное пространство. Разработанная на основе этой методологии архитектура ИС, позволяет реализовать технический учет и мониторинг состояния объектов. Открытая архитектура ИС позволяет модифицировать различные элементы или подсистемы, не затрагивая общую структуру.

В качестве математического обеспечения ИС предполагается снабдить разработанную ИС элементами Системы Поддержки Принятия Решения на базе полумарковских моделей оптимизации сроков проведения технического обслуживания, что является преимуществом по сравнению большинством современных ИС [10].



#### Рис. 1. Контекстная диаграмма бизнес-процесса «Проектирование и эксплуатация ЛКС ВОЛП»



Рис. 2. Логическая модель данных БД «Проектирование и эксплуатация ЛКС ВОЛП»



Рис. 3. Архитектура ИС «Проектирование и эксплуатация ЛКС ВОЛП»

Разработанная ИС на основе полученных информационных моделей приводит к необходимости реализации иерархического проектирования таких систем. Системный подход к исследуемой проблеме показал что, ИС должны состоять из взаимодействующих подсистем. Сопровождение, комплексный мониторинг и эволюционное развитие таких систем эффективно может быть реализован в рамках единого информационно-телекоммуникационного пространства.

## Список литературы и источников

1. Хволес Е.А., Ходатай В.Г., Шмалько А.В. Волоконно-оптические линии связи и проблемы их надежности // ВКСС. Connect! – 2000. – № 4.

2. Засецкий А.В., Иванов С.Д., Постников С.Д. и др. Контроль качества в телекоммуникациях и связи. Ч. II / под ред. Иванова А.Б. – М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 2001.

3. Бутусов М.М., Верник С.М., Галкин С.Л. и др. Волоконно-оптические системы передачи. – М.: Радио и связь. 1992.

4. Вендров А.М. САЅЕ технологии. Современные методы и средства проектирования информационных систем. – М.: Финансы и статистика, 1998.

5. Бездушный А.Н. Место онтологий в единой интегрированной системе РАН [Электронный документ] / А.Н. Бездушный, Э.А. Гаврилова, В.А. Серебряков, А.В. Шкотин, //Современные технологии в информационном обеспечении науки. – 2003.– № 3 – режим доступа http://www.benran.ru/Magazin/cgi-bin/Sb\_03/pr03.exe?!15 13.02.2011. свободный, яз.рус.

6. Грекул В.И. Проектирование информационных систем [Электронный документ] / В.И. Грекул // Интернет университет – режим доступа http://www.intuit.ru/department/ se/devis/6/1.html 13.02.2011. свободный, яз.рус.

7. Марка Д. Методология структурного анализа и проектирования SADT [Электронный документ] / Дэвид А. Марка, Клемент МакГоуэн // – режим доступа

526

http://vernikov.ru/biznes-modelirovanie/metodologiya/item/210-sadt-metodology-structurnogo-projectirovanija.html . свободный, яз.рус.

8. Петров В.Н. Информационные системы. – СПб.: Питер, 2002.

9. Паронджанов С.Д. Методология создания корпоративных ИС - http://www.citforum.ru/database/kbd96/43.shtml

10. Шмалько А.В. RFTS - системы мониторинга ВОЛС[Электронный документ] / А.В. Шмалько, Е.Б. Гаскевич, Р.Р.Убайдуллаев // АО «Концепт Технологии» 12-04-2001 – режим доступа http://www.c-tt.ru/content/print.asp?sn=196&ver=full 13.02.2011. свободный, яз. рус.

# ПОИСК ФОРМЫ ПОСЫЛКИ С МИНИМАЛЬНЫМ ПИК-ФАКТОРОМ ПРИ ОГРАНИЧЕНИИ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

К. С. Хижняк, В. Н. Васюков (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет 630092, Новосибирск, пр-кт Карла Маркса, 20 E-mail: khizhnyak\_kr@mail.ru

Предложены два подхода к оптимизации формы сигнальной посылки для передачи информации путем фазовой манипуляции по минимуму пик-фактора при ограничении внеполосного излучения. Приведены результаты сравнения предложенных подходов.

Все разрабатываемые системы связи должны удовлетворять нормам государственного контроля по внеполосному излучению [1], которые устанавливают предельно допустимые уровни мощности излучения за пределами присвоенной полосы частот. Обеспечить выполнение этого требования можно путем полосовой фильтрации сигнала передатчика перед его поступлением в антенну. Однако при этом происходит увеличение длительности импульса (сигнальной посылки) и возникает межсимвольная интерференция. Другой способ заключается в выборе такой формы посылки, что требования к внеполосному излучению выполняются уже при генерировании сигнала.

В существующих системах иногда используется импульс в виде окна Хэнна  $\cos^2(\cdot)$ . Но получаемый таким образом сигнал, удовлетворяющий ограничениям внеполосного излучения, имеет высокий пик-фактор (отношение максимальной мощности посылки к её средней мощности), что нежелательно. Таким образом, является актуальной задача поиска формы импульса, удовлетворяющего требованиям к внеполосному излучению и в то же время имеющего пик-фактор ниже, чем у используемого импульса вида  $\cos^2(\cdot)$  (далее для краткости называемого колокольным импульсом). В данной работе предлагаются два подхода к решению этой задачи.

Первый предлагаемый подход основан на подборе формы, близкой в некотором смысле к прямоугольному импульсу, но описываемой гладкой функцией. Основанием для такого подхода служит то обстоятельство, что наименьший пик-фактор имеет посылка в форме прямоугольного импульса, но она содержит разрывы (скачки), что приводит к недопустимо большому уровню внеполосного излучения. Таким образом, форма искомого импульса должна быть приближена к прямоугольной, но быть в то же время достаточно гладкой. Один из возможных вариантов выбора – функция

$$W(t) = \frac{1}{1 + (t/T_c)^M}, \ |t| < \tau / 2,$$
(1)

где  $\tau$  – длительность импульса; M – целый четный параметр;  $T_c$  – вещественная положительная величина. Функция (1) совпадает по форме с квадратом модуля амплитудночастотной характеристики фильтра Баттерворта [2], которая является монотонной максимально плоской в том смысле, что первые (M - 1) производные функции (1) равны 0 в точке t = 0. Параметр M может быть использован для управления крутизной функции в точках  $t = \pm T_c$ . Полученный импульс вида (1) далее для краткости называется импульсом Баттерворта.

Оптимизация формы импульса по пик-фактору при ограничениях на уровни внеполосного излучения для одной из систем связи (ограничения показаны на рис. 1 ломаной линией) осуществлялась путем подбора параметров M и  $T_c$ . С учетом того, что функция (1) стремится к нулю лишь асимптотически, был введён еще один параметр – значение функции W(t) при  $t = \pm \tau / 2$  (назовем это значение уровнем усечения r). Чтобы этот уровень оставался неизменным при вариациях M и  $T_c$ , должно выполняться условие

$$T_{c} = \frac{\tau / 2}{\sqrt[M]{1 / r - 1}}.$$
 (2)

Эксперимент показал, что пик-фактор уменьшается с увеличением уровня усечения r, при этом увеличивается уровень боковых лепестков спектра. Экспериментально было подобрано значение r = 0.08.

Увеличение параметра M приближает импульс к прямоугольному, тем самым уменьшая пик-фактор. На рис. 2 для сравнения представлены импульсы Баттерворта с выбранным уровнем усечения и различными значениями M и колокольный импульс (все импульсы сдвинуты вправо на  $\tau/2$ ).



Рис. 1. Модуль спектра импульса Баттерворта для M = 6 и ограничительная линия



Рис. 2. Импульсы Баттерворта при *M* = 2 (-.-), *M* = 6 (--), *M* = 10 (-о-) и колокольный импульс (v-)

В табл. 1 приведены пик-факторы полученных этим методом видео- и радиоимпульсов различной формы. Только импульс Баттерворта для M = 6 удовлетворяет ограничению внеполосного излучения. Пик-фактор такого видеоимпульса равен 2.36 дБ, что почти на 2 дБ меньше, чем пик-фактор колокольного видеоимпульса. Таким образом, найдена форма посылки, удовлетворяющей нормам внеполосного излучения и обладающей более низким пик-фактором, чем колокольный импульс. При этом из рис. 1 видно, что при M = 6 импульс Баттерворта удовлетворяет ограничению внеполосного излучения «с запасом», поэтому возможно дальнейшее уменьшение пик-фактора за счет изменения формы импульса. В частности, целесообразным представляется рассмотрение других гладких функций, в каком-то смысле близких к прямоугольному импульсу.

Таблица 1

|                          | Видеоимпульс | Радиоимпульс |
|--------------------------|--------------|--------------|
| Импульс Баттерворта М=2  | 6.39         | 9.39         |
| Импульс Баттерворта М=6  | 2.36         | 5.37         |
| Импульс Баттерворта М=10 | 1.44         | 4.45         |
| Колокольный импульс      | 4.26         | 7.26         |
| Прямоугольный импульс    | 0            | 3.01         |

Пик-факторы для различных импульсов, дБ

Второй предлагаемый подход заключается в итерационном поиске сигнала на основе последовательных приближений.

Как было отмечено выше, наименьший пик-фактор имеет посылка в виде прямоугольного импульса (0 дБ для видео- и 3 дБ для радиоимпульса), но спектр такого сигнала не удовлетворяет требованиям к внеполосному излучению. Суть предлагаемого подхода заключается в том, что на первом шаге итерации прямоугольный импульс подвергается фильтрации с целью приближения уровней боковых лепестков к ограничительной линии. Амплитудно-частотная характеристика фильтра определяется по ограничительной кривой и модулю спектра сигнала. Фильтрация приводит к увеличению длительности импульса, поэтому полученный в результате импульс должен быть укорочен путем умножения на временное окно прямоугольной формы и заданной длины. Вследствие такого стробирования уровни боковых лепестков спектра импульса будут отличаться от достигнутых на этапе фильтрации, но уже в меньшей степени, чем у исходного прямоугольного импульса. Поочередное применение к импульсу фильтрации и умножения на прямоугольное временное окно приближает его к желаемой форме импульса, имеющего заданную длительность и желаемый закон убывания боковых лепестков спектра, удовлетворяющий ограничениям внеполосного излучения.

После 15 итераций получен импульс, показанный на рис. 3 сплошной линией; для сравнения представлены колокольный импульс и импульс Баттерворта.



Рис. 3. Сигнал, полученный последовательными итерациями (—); колокольный импульс (-.-); импульс Баттерворта при М=6 (-о-)

На рис. 4 представлен модуль спектра полученного импульса; как видно, он удовлетворяет ограничению внеполосного излучения.



Рис. 4. Модуль спектра полученного импульса

Значения пик-факторов, в дБ

Таблица 2

|  | Видеоимпульс | Радиоимпульс |
|--|--------------|--------------|
| Импульс Баттерворта М=6                          | 2.36         | 5.37         |
| Импульс, полученный последовательными итерациями | 2.12         | 4.78         |
| Колокольный импульс                              | 4.26         | 7.26         |
| Прямоугольный импульс                            | 0            | 3.01         |

Таким образом, получены два импульса, которые, как и колокольный импульс, удовлетворяют требованиям к внеполосному излучению, однако имеют меньший пик-фактор, табл. 2.

## Список литературы

1. НОРМЫ 19-02. Нормы на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения / Утверждены и введены в действие с 01.06.2003 г. решением Государственной комиссии по радиочастотам от 28.10.2002 г.

2. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. – М.: Связь, 1979. – 416 с.

# ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО ВАРИАНТА ТРАССЫ МАГИСТРАЛЬНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА АНАЛИЗА ИЕРАРХИЙ

#### В. А. Кузьмицкий, Б. И. Давыдов (научный руководитель)

Дальневосточный государственный университет путей сообщения 680021 Хабаровск, ул. Серышева, 47 E-mail: sevan\_sevan@bk.ru

Оптимальный выбор трассы магистральной линии связи основан на многофакторном анализе, который проводится группой экспертов. Для согласования позиций экспертов, эффективного использования исходной информации успешно используется метод анализа иерархий (МАИ). В работе излагается методика применения МАИ при выборе оптимального проектного решения по прокладке трассы магистральной линии связи. Разработанная методика используется для решения задачи определения наилучшего варианта строительства ВОЛС на направлении Хабаровск – Южно-Сахалинск.

Определение трассы прокладки ВОЛС является одним из ключевых вопросов проектирования. Неверно принятый вариант прокладки может принести большие материальные потери при строительстве и на дальнейшем функционировании системы. Для решения многофакторных, слабо структурированных задач Т. Саати разработал метод [1], в котором учитываются различные критерии и предпочтения выбора оптимального варианта построения сложной системы. Метод анализа иерархий (МАИ) упорядочивает предложенные варианты по их значимости для лица (группы лиц), принимающих решение.

Метод основывается на декомпозиции проблемы – разделении на более простые составляющие части, – отнесении их к различным уровням и аппарату парных сравнений этих элементов. Метод анализа иерархий включает процедуры синтеза множественных суждений экспертов, получения приоритетности критериев и нахождения весов альтернативных проектных решений.

Архитектуру иерархической модели возглавляет Фокус, который отражает главную цель усовершенствования системы. Возможные варианты решений (сценарии) располагаются на нижнем уровне. Уровень 2 представляется критериями, по которым сравнивается варианты (рис. 1).



Элементы на каждом уровне сравниваются между собой с целью их ранжирования, которое производится методом парных сравнений. Для заполнения матрицы субъективными оценками используется шкала сравнений от 1 до 9; детальное описание методики приведено в работах Т. Саати.

|                | $A_1$ | A <sub>2</sub> | A <sub>3</sub> |
|----------------|-------|----------------|----------------|
| $A_1$          | 1     | 1/3            | 3              |
| A <sub>2</sub> | 3     | 1              | 5              |
| A <sub>3</sub> | 1/3   | 1/5            | 1              |

Результаты субъективных суждений сводятся в матрицу, пример которой показан ниже:

Субъективные веса элементов по критерию  $K_1$  располагаются в следующей последовательности:  $A_2 > A_1 > A_3$ . При этом, если оценка  $A_1$  превышает  $A_3$  в 3 раза, в симметричную ячейку (относительно диагонали) вписывается обратное значение 1/3.

Результатом анализа явится приоритетность каждого из вариантов решений, что формально трактуется вектором приоритетов. Этот вектор определяется согласно алгоритму, разработанному в МАИ. Кроме того, метод предусматривает оценку согласованности суждений экспертов.

Имеются работы, в которых МАИ используется для оценки вариантов прокладки трассы железной дороги и автодороги [2]. Однако, предложенная методика не позволяет осуществлять выбор решения с учетом морских участков и особенностей существующей инфраструктуры.

В отличие от вышеупомянутого случая в данном проекте имеется значительный участок трассы, прокладываемый морским способом, который вносит существенные коррективы в суждениях экспертов. Вариант с морским участком характеризуется значительно сниженными кап затратами из-за укороченной трассы. Однако, эксплуатационные затраты при исполь-

зовании этого варианта велики в связи с возможными обрывами линии из-за высокой вероятности повреждения кабеля якорями морских судов и больших затрат на ремонт.

Примером использования метода служит задача определения наилучшей прокладки трассы ВОЛС направления Хабаровск – Южно-Сахалинск. На рис. 2 приведены маршруты прокладки ВОЛС: "Северный" и "Южный", которые рассматриваются в качестве сценариев иерархического анализа.



Рис. 2

На схеме используются следующие обозначения:

"- - -" – прокладка ВОЛС воздушным способом по опорам вдоль железной дороги;

"==" - прокладка ВОЛС подземным способом вблизи асфальтированной автодороги;

"——" – прокладка ВОЛС подземным способом вблизи грунтовой автодорог;

"——" – прокладка ВОЛС морским способом.

В проекте рассматриваются следующие варианты маршрутов:

"Северный"

Хабаровск – Комсомольск-на-Амуре – Лазарев – Южно-Сахалинск

"Южный"

Хабаровск – Комсомольск-на-Амуре – Советская Гавань – Ильинский – Южно-Сахалинск

Основными критериями выбора варианта прокладки ВОЛС являются:

1) Благоприятная окружающая ситуация – наличие вблизи трассы прокладки ВОЛС населенных пунктов, ЛЭП, железной дороги и других объектов, способствующих прокладке линии.

2) Перспектива развития ближайших крупных и малых населенных пунктов, а также всего региона в целом.

3) Сохранение окружающей среды при прокладке линии (экологические требования).

4) Минимизация эксплуатационных расходов на последующее обслуживание ВОЛС.

5) Капитальные затраты – количество выделяемых средств на строительные и монтажно-наладочные работы.

6) Высокий уровень безотказной работы.

Иерархия рассматриваемой задачи выбора оптимального маршрута приведена на рис. 3. На втором уровне представлены критерии сравнения сценариев, в скобках отображены веса критериев, определенные в соответствии с суждениями экспертов по методу парных сравнений.



Рис. 3

Проанализировав результаты, можно сделать следующий вывод. Проект "Южный" имеет расчетный приоритет, равный 0,696, проект "Северный" – приоритет 0,304. Следовательно, по совокупности характеристик первый из проектов оказывается более рациональным. Проект "Южный" требует больше капитальных вложений, но характеризуется меньшими эксплуатационными расходами. Кроме того, этот вариант обеспечивает больший уровень безотказной работы.

Показатели безотказной работы системы и влияния окружающей ситуации благоприятнее в проекте "Южный" в связи с тем, что прокладка ВОЛС осуществляется, в основном, вблизи железной дороги и по морю. Вариант "Северный" характеризуется протяженным участком грунтовой дороги, что усложняет прокладку линии. Большой вес проекта "Южный" по критерию перспективы развития объясняется тем, что он является частью транснациональной магистрали Европа-Азия. Кроме того, проект "Южный" проигрывает в экологическом аспекте из-за прокладки ВОЛС по дну Татарского пролива, что может негативно повлиять на морскую флору и фауну.

Метод анализа иерархий позволяет при выборе оптимального проектного решения совместить как точные данные, полученные при изысканиях и анализе аналогичных проектов, так и слабо структурированную информацию, основанную на знаниях, опыте и интуиции экспертов.

## Список литературы

1. Саати Томас Л. Принятие решений. Метод анализа иерархий / Пер. с англ. Р.Г. Вачванадзе. – М.: Радио и связь, 1993. – 314 с.

2. Giovanni Longo. Considerations on the application of AHP/ANP methodologies to decisions concerning a railway infrastructure / Giovanni Longo, Elio Padoano, Paolo Rosato, Stefano Strami // Proceedings of the International Symposium on the Analytic Hierarchy Process. – Italy, 2009. – Pp. 2–14.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ОБСЛУЖИВАНИЯ ВЫЗОВОВ В СЕТЯХ IMS

А. А. Кучин, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: DPonomarev@sfu-kras.ru

В работе представлены результаты исследования процессов обслуживания вызовов в сети IMS с помощью имитационного моделирования на примере процедуры регистрации пользователей в сети. В статье также изложены основные принципы построения сети, описана процедура регистрации пользователей в подсистеме IMS, приведены исследуемые характеристики, результаты и выводы по данному исследованию.

Несмотря на постоянно растущую сложность телекоммуникационных устройств и систем, протоколов и приложений, работы в направлении создания универсальной сетевой инфраструктуры продолжаются, проходя последовательно этапы узкополосных цифровых сетей интегрального обслуживания (сетей ISDN), широкополосных сетей ISDN (B-ISDN), сетей следующего поколения. Наконец, создание концепции IMS – мультимедийной IP-ориентированной подсистемы связи, – по мнению разработчиков оборудования, операторов и организаций стандартизации, открывает путь к построению такой универсальной сетевой инфраструктуры [1].

Базовые принципы, опираясь на которые создавалась IMS, определяют заложенные в ней возможности для предоставления комплекса ранее недоступных сервисов [1, 2]. Первый принцип заключается в полном переходе к коммутации пакетов на базе протокола IP, которая является необходимым условием достижения мультимедийности, передачи трафика разного типа в рамках одной сессии. Второй принцип сети IMS состоит в разделении на уровни: конечных точек и шлюзов; управления сеансами и приложений. Еще один базовый принцип IMS – поддержка стандартизованных механизмов обеспечения качества обслуживания (QoS) и роуминга – позволяет предоставлять услуги с гарантированной скоростью обмена информацией и неизменными задержками на всем протяжении сессии в домашней и гостевой сетях. Также, следует отметить, что 3GPP стандартизует не сетевые узлы, а функции, таким образом, архитектура IMS представляет собой набор функций, объединенных стандартными интерфейсами [1, 2].

Данная работа посвящена вопросу исследования процессов обслуживания вызовов в сетях IMS проводилось с целью оценки пропускной способности и временных параметров обслуживания сигнальных потоков с помощью математического и имитационного моделирования. В качестве примера процесса обслуживания в данной работе рассматривается процедура регистрации пользователей в сети IMS (рис. 1 [3]). Данный сценарий показывает взаимодействие между основными элементами уровня управления сети IMS: S-CSCF, P-CSCF, I-CSCF и HSS. Интенсивность нагрузки между блоками можно найти, как

$$y = ct , (2)$$

где c – интенсивность поступления пакетов; t – средняя длительность обработки пакета.

CSCF (Call Session Control Function) – элемент с функциями управления вызовами и сеансами. Функция CSCF является основной на плоскости управления IMS-платформы. Модуль CSCF, используя протокол SIP, выполняет функции, обеспечивающие доставку множества услуг реального времени посредством транспорта IP. Функция CSCF использует динамическую информацию для эффективного управления сетевыми ресурсами (граничные устройства, шлюзы и серверы приложений) в зависимости от профиля пользователей и приложений. Модуль CSCF включает три основных функции: Serving CSCF (S-CSCF – обслуживающая CSCF) обрабатывает все SIP-сообщения, которыми обмениваются оконечные устройства; Proxy CSCF (P-CSCF) – через нее в систему IMS поступает весь

пользовательский трафик; Interrogating CSCF (I-CSCF – запрашивающая CSCF) представляет собой точку соединения с домашней сетью, кроме того, I-CSCF обращается к HSS, чтобы найти S-CSCF для конкретного абонента.



Рис. 1. MSC-сценарии процедуры регистрации пользователей для подсистемы IMS

HSS (Home Subscriber Server) – сервер домашних абонентов – аналогичен элементу сетей GSM – серверу HLR (Home Location Register) – является базой пользовательских данных. Сервер HSS обеспечивает открытый доступ в режиме чтения/записи к индивидуальным данным пользователя, связанным с услугами. Доступ осуществляется из различных точек окончания – таких как телефон, приложения Web и SMS, телевизионные приставки типа set-top box и т. д. В HSS реализуется также функции SLF (Subscription Locator Function), которая определяет положение базы данных, содержащей данные конкретного абонента, в ответ на запрос от модуля I-CSCF или от сервера приложений.

Описание процедуры регистрации пользователей в сети IMS:

1. Оборудование пользователя отправляет сообщение REGISTER, содержащее запрос на регистрацию оборудования пользователя (UE – user equipment) в сети IMS.

2. Прокси-контроллер сессий (P-CFCS) принимает сообщение REGISTER и передает его к контроллеру взаимодействия домашней сети (I-CSCF).

3. I-CSCF отправляет к HSS запрос на получение данных для авторизации UE (USER AUTHORIZATION REQUEST, UAR) и S-CSCF.

4. Сервер домашних абонентов отвечает на сообщение UAR сообщением UAA (USER AUTHORIZATION ANSWER), которое содержит данные для авторизации оборудования пользователя.

5. I-CSCF определяет обслуживающий контроллер сессий (S-CSCF) для данного пользователя.

6. Контроллер взаимодействия направляет запрос на регистрацию (сообщение REG-ISTER) выбранному S-CSCF.

7. S-CSCF запрашивает у HSS идентификационные данные для доступа пользователя к мультимедиа-ресурсам (MULTIMEDIA-AUTH REQUEST, MAR).

8. HSS отвечает на сообщение MAR сообщением MAA (MULTIMEDIA-AUTH AN-SWER), которое содержит необходимые идентификационные данные.

9. На основе полученных от HSS данных, S-CSCF вычисляет векторы аутентификации.

10. S-CSCF отправляет идентификационные данные, полученные от HSS, к I-CSCF (сообщение UNAUTHORIZED).

11. I-CSCF передает сообщение UNAUTHORIZED контроллеру P-CSCF.

12. P-CSCF определяет для какого абонента предназначена данная информация и направляет сообщение UNAUTHORIZED данному пользователю.

13. На основе принятых идентификационных данных оборудование пользователя также вычисляет векторы аутентификации, и отправляет их к P-CSCF в сообщении REGISTER.

14. P-CSCF принимает сообщение REGISTER и передает его I-CSCF.

15. I-CSCF отправляет к HSS запрос на получение данных для авторизации оборудования пользователя (сообщение UAR).

16. HSS отвечает на сообщение UAR сообщением UAA которое содержит данные для авторизации оборудования пользователя.

17. I-CSCF направляет сообщение REGISTER к обслуживающему контроллеру.

18. S-CSCF принимает сообщение REGISTER и сравнивает полученные векторы аутентификации с вычисленными самостоятельно, если данные векторы совпадают, S-CSCF отправляет к HSS сообщение SAR (SERVER ASSIGMENT REQUEST), необходимое для регистрации данных (в HSS) о закреплении данного S-CSCF за данным абонентом.

19. HSS регистрирует информацию о закреплении данного S-CSCF за конкретным пользователем и подтверждает это сообщением SAA (SERVER ASSIGMENT ANSWER).

Далее S-CSCF подтверждает успешное окончание процедуры регистрации сообщением ОК, которое прозрачно передается к оборудованию пользователя.

Узлы P-CFCS, I-CSCF, HSS и S-CSCF обрабатывают несколько параллельных потоков, следовательно, представляющая их модель должна быть многоканальной, что также позволит выбрать емкость обслуживающего устройства и оценить его загрузку. В качестве модели реального потока вызовов был использован простейший поток, применяемый в системах массового обслуживания и в теории телетрафика.

Время обработки заявки в узлах сети определяется производительностью выбранного оборудования, причем время обработки одним и тем же узлом различных сообщений в определенном процессе обслуживания может быть различным. Для данного процесса обслуживания предположим, что длительность обработки первичных запросов на регистрацию и ответных сообщений в блоке P-CSCF ( $t_P$ ) равна 0.4 единиц модельного времени, длительность обработки запросов в блоке HSS ( $t_H$ ) - 0.1 единицы, время вычисления идентификационных данных ( $t_s$ ) в блоке S-CSCF (без учета обращения к HSS) – 0.8 единиц модельного времени. Для блока I-CSCF предположим, что длительность обработки (без учета обращения к HSS) при определении данных об абонентском оборудовании и выборе обслуживающего контроллера ( $t_{11.1}$ ) равна 1.5 единицы, а время обработки в I-CSCF ответных сообщений контроллером I-CSCF в модели сети данный контроллер представлен двумя логическими блоками I-CSCF<sub>1.1</sub> и I-CSCF<sub>1.2</sub>.

В математической модели исследуемой сети используются системы массового обслуживания M/M/v, для которых среднее время ожидания начала обслуживания определяется как

$$t_0 = P_t \frac{t}{\upsilon - \nu}.\tag{1}$$

При математическом моделировании, с целью учета обращения блоков I-CSCF и S-CSCF к базе данных HSS (при этом обслуживающие приборы в данных блоках занимаются, но не приступают к обслуживанию заявки, пока не получены данные, запрошенные у HSS), будем считать, что с поступлением заявки в данные блоки, ее копия одновременно поступает в HSS. Оригинал заявки занимает обслуживающий прибор в блоке I-CSCF (S-CSCF), но не получает обслуживания, пока в данный блок не поступит копия, обслуженная блоком HSS. Так например после обработки в блоке P-CSCF заявка поступает в блок I-CSCF, а ее копия – в HSS, после обработки в базе данных HSS копия заявки поступает в I-CSCF и ее оригинал получает обслуживание.

Среднее время обслуживания заявки каждым узлом сети складывается из среднего времени ожидания обслуживания (1) и времени обработки заявки в обслуживающем приборе. Для вычисления интенсивности поступающей нагрузки (2) были использованы статистические данные [3] (интенсивность поступления вызовов для процесса регистрации в сети IMS (при емкости сети 2000000 абонентов) принята равной 56 выз/с).

Из зависимости на рис. 2 видно, что при числе обслуживающих приборов в блоке Р-CSCF равном 130 время обслуживания заявки определяется только временем обработки этой заявки в обслуживающем приборе. Длительность всего процесса регистрации абонента составила 5,6 единиц модельного времени.



Рис. 2. Зависимость среднего времени обслуживания в блоке P-CSCF от числа обслуживающих приборов

При имитационном моделировании, в соответствии с рассматриваемым сценарием регистрации абонента в сети IMS (рис. 1), общая длительность обслуживания в некоторых блоках определяется не только интенсивностью обработки в самом блоке, но и временем ответа на запросы протокола DIAMETER. Так как каждый запрос информации от базы данных HSS и функционального объекта, обеспечивающего поддержку выбора доступа к требуемому мультимедийному контенту, S-CSCF ожидает ответа, для этой цели в модели использованы блоки SPLIT и ASSEMBLE. Применение данных блоков в исследуемой модели позволяет имитировать процесс запроса и получения информации от регистра HSS при обмене сообщениями протокола DIAMETER (UAR/UAA; MAR/MAA; SAR/SAA).

Кроме оценки загрузки узлов сети, в модель введена возможность оценки пропускной способности на участках сети. Это реализовано с помощью блока SAVEVALUE на каждом интересующем участке. Так как каждое сообщение имеет различный размер, блок SAVEVALUE сохраняет число входов по определенной метке, соответствующей виду сообщения, и в процессе моделирования происходит накопление данных по количеству сообщений заданного типа с целью определения в дальнейшем пропускной способности на каждом участке размерностью бит/с. В процессе моделирования получены следующие результаты: на участке пользовательское оборудование – P-CSCF, средняя пропускная способность для передачи сообщений регистрации пользователей составила в прямом направлении (от абонента к сети) 107 кбит/с, в обратном (от сети к абоненту) 182,34 кбит/с. Размер сообщений выбран в соответствии с [3].

Оценка общей длительности обработки запроса на регистрацию в сети IMS, т.е. полное время обработки запроса, выбора регистра (содержащего информацию об оборудовании и профиле пользователя), определения требуемого узла обслуживания S-CSCF и обновление информации во всех системах сети, в данной имитационной модели производится с помощью системного числового атрибута M1, учитывающего время, проведенное транзактом (запросом на регистрацию) в системе. Информация об этом временном параметре накапливается в таблице time\_IMS. Длительность процесса регистрации абонента складывается из времени обслуживания заявки на каждом этапе и времени ожидания начала обслуживания. В данном случае оно составило 5,6 единиц модельного времени.

Процессы обслуживания вызовов в сети IMS были исследованы на примере процессов регистрации вызовов в сети. Исследование общего времени регистрации абонента в сети IMS можно проводить с целью определения необходимого объема оборудования для обслуживания заданных сигнальных потоков с требуемым качеством обслуживания. В зависимости от количества одновременно обслуживаемых запросов на регистрацию и параметров устройств обеспечивающих данную процедуру можно определить приемлемое значение времени регистрации абонентов в сети. При небольшом числе обслуживающих приборов в узлах сети IMS время обслуживания заявок складывается из времени ожидания обслуживания и длительности их обработки в обслуживающих приборах узлов. При увеличении числа линий, значение среднего времени обслуживающих приборами. При обслуживании запросов на регистрацию абонентов в сети IMS требуемая пропускная способность узлов сети P-CSCF и S-CSCF выше, чем для I-CSCF и HSS. Следовательно, это необходимо учитывать при проектировании и эксплуатации данных систем.

В связи со всем вышесказанным, можно сделать следующие выводы: имитационное моделирование позволяет проводить исследование процессов обработки сигнальных потоков в сети IMS не только для сценария регистрации, но и для других процедур обслуживания; полученные результаты можно использовать как при проектировании, так и при эксплуатации данных сетей; построенная модель в среде GPSS обеспечивает возможность оценки пропускной способности и временных параметров.

Исследовав процессы обслуживания вызовов с помощью методов математического и имитационного моделирования, на примере процедуры регистрации абонентов в сети IMS, можно сделать следующие выводы. Математическое моделирование позволяет более быстро и просто получить необходимые данные, такие как время обслуживания заявки, среднее число заявок, ожидающих обслуживание, загрузку обрабатывающих устройств. Так же позволяет проще получить необходимые зависимости и построить графики (например, зависимость среднего времени обслуживания заявки от числа обслуживающих приборов), но математические средства и методы моделирования имеют и свои недостатки. Такие как ограничения при обработке больших чисел, невозможность описать один блок (например, I-CSCF), который будет обслуживать одновременно несколько потоков с разной интенсивностью обслуживания. В свою очередь, методы и средства имитационного моделирования позволяют избежать данных недостатков и дают более высокую точность получаемых данных, но они являются более сложными.

#### Список литературы

1. Сенченко, Ю. IMS и новые услуги связи / Ю. Сенченко // Connect!. – 2007. – № 10. – С. 31–37.

2. Голышко А. IMS: полезные рекомендации / А. Голышко // Connect!. – 2009. – № 5. – С. 23–29.

3. V.S. Abhayawardhana, R. Babbage. A Traffic Model for the IP Multimedia Subsystem (IMS) // IEEE 65th Vehicular Technology Conference / VTC2007-Spring, 2007. – Pp. 783-787.

# СИСТЕМА ДИНАМИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Е. В. Дранишников, А. С. Сидоренко, К. Э. Гаипов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Киренского, 26 E-mail: kafaes@krasmail.ru

В данной статье описывается система динамической оптимизации по распределению потоков трафика в сети на базе стека протоколов TCP/IP, с целью оптимизации параметров качества обслуживанию по критерию минимизации явных и условных потерь. Ядром системы управления является алгоритм получения целевой функции на базе тензорного метода анализа сетей, взаимодействие же самой системы с сетью происходит на базе стандартного интерфейса основанного на протоколе сетевого управления SNMP.

В последнее время наблюдается резкий рост трафика создаваемый пользовательскими приложениями, как отмечено в [1] согласно которой ежегодный прирос трафика составляет порядка 1000 процентов, в связи с чем для поддержки качества облуживания на должном уровне необходимо либо модернизировать транспортную инфраструктуру сети связи, что повлечет за собой большие финансовые расходы, либо искать методы по распределению полосы пропускания для потоков трафика. Хотя в конечном итоге все равно придется модернизировать транспортную сеть, но период модернизации можно увеличить за счет рационального использования пропускной способности.

В данной статье описывается система по динамическому распределению трафика в сети связи, которая динамически позволяет распределять потоки трафика в IP сетях в зависимости от загрузки каналов связи. Особенность данной системы является алгоритм определения целевой функции и ограничений к ней основанный на тензорном анализе сетей. Интерфейс же по взаимодействию систем управления базируется на стандартном протоколе сетевого управления стека TCP/IP SNMP (Simple Network Management Protocol – простой протокол управления сетью). Использование стандартного интерфейса для управления устройствами IP сети позволяет управлять телекоммуникационным оборудованием разных производителей, так же выделение интерфейса управления в отдельный независимый блок обеспечивает независимость создания и модернизации алгоритма управления.



Рис. 1. а – исходная сеть; б – сеть с определенными контурными интенсивностями

В [2] описан механизм определения целевой функции и ограничений к ней с помощью тензорного анализе сетей, координаты минимума такой функции дает вектор, координаты которого показывают интенсивности потоков в каналах связи. Результаты, полученные с помощью математического моделирования, полностью совпали с результатами в ходе физического моделирования на пакетных коммутаторах. Подход по определению целевой функции в разрабатываемой системе основан на контурном методе анализа краткое описание, которого представлено ниже.

Рассмотрим частный случай сети (рис. 1), для которого будет проведен контурный метод анализа.

На рис. 1, a, изображена сеть массового обслуживания каждая система массового обслуживания может представлять собой как отдельный коммутатор, так и отдельный канал передачи, выбор того, что представляет собой СМО, зависит от цели поставленной задачи, но удобней всего ассоциировать каждую СМО с отдельным каналом связи. Для исходной сети введем контурные интенсивности как это показано на рис. 1,  $\delta$ , система из контурных интенсивностей представляет собой базисную систему координат, через которую можно представить интенсивности в любой ветви, как это показано ниже:

$$\begin{cases} \lambda_{1} = \lambda_{d} \\ \lambda_{2} = \lambda_{a} \\ \lambda_{3} = -\lambda_{a} + \lambda_{d} \\ \lambda_{3} = -\lambda_{a} + \lambda_{d} \\ \lambda_{4} = -\lambda_{a} + \lambda_{b} \\ \lambda_{5} = \lambda_{b} - \lambda_{c} \end{cases} \stackrel{\lambda_{1}}{\Rightarrow} \left\{ \begin{array}{ccccc} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right\} \stackrel{\lambda_{a}}{\Rightarrow} A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \stackrel{\lambda_{a}}{\Rightarrow} A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$
(1)

Очевидно что в матрице А должны быть линейно зависимые строки, каждая такая строка определяет линейно зависимую интенсивность в ветвях исследуемой сети, в качестве линейно зависимых строк можно выбрать 3, 5, 7, 8, это означает что зная интенсивности поступления в оставшихся СМО можно определить интенсивности в 3,5,7,8 СМО. Таким образом, задача оптимизации будет формулироваться следующим образом определить какова должна быть интенсивность поступления или загрузка в линейно независимых СМО, чтобы минимизировать потери по времени или обеспечить минимальное число пакетов, находящихся на обслуживании. Также очевидно, что загрузки и интенсивности поступления в линейно зависимых СМО должны быть равны нулю, что эквивалентно нулевым строкам в матрице перехода. Далее определяем контурные загрузки по формуле 2.

Определим значение интенсивностей обслуживания как билинейную форму матрицы времени обслуживания примитивной сети по формуле 3.
В результате контурные интенсивности равны (4)

$$\begin{bmatrix} \lambda_{a} \\ \lambda_{b} \\ \lambda_{c} \\ \lambda_{d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{2} + t_{4} & -t_{4} & 0 & 0 \\ -t_{4} & t_{4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & t_{6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & t_{1} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \rho_{2} - \rho_{4} \\ \rho_{4} \\ \rho_{6} \\ \rho_{1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\rho_{4}}{t_{2}} + \frac{\rho_{2} - \rho_{4}}{t_{2}} \\ \frac{\rho_{2} - \rho_{4}}{t_{2}} + \frac{\rho_{4}(t_{2} + t_{4})}{t_{2}t_{4}} \\ \frac{\rho_{6}}{t_{6}} \\ \frac{\rho_{1}}{t_{1}} \end{bmatrix}.$$
(4)

Тогда согласно (1) определим значения интенсивностей поступления пакетов в ветвях исходной сети (5).

$$\Lambda_{semsu} = \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \\ \lambda_5 \\ \lambda_6 \\ \lambda_7 \\ \lambda_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\rho_4}{t_2} + \frac{\rho_2 - \rho_4}{t_2} \\ \frac{\rho_2 - \rho_4}{t_2} + \frac{\rho_4(t_2 + t_4)}{t_2 t_4} \\ \frac{\rho_6}{t_6} \\ \frac{\rho_1}{t_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\rho_1}{t_1} \\ \frac{\rho_4}{t_2} - \frac{\rho_2 - \rho_4}{t_2} \\ \frac{\rho_4(t_2 + t_4)}{t_2 t_4} - \frac{\rho_4}{t_2} \\ \frac{\rho_2 - \rho_4}{t_2} - \frac{\rho_6}{t_6} + \frac{\rho_4(t_2 + t_4)}{t_2 t_4} \\ \frac{\rho_6}{t_6} \\ \frac{\rho_1}{t_1} - \frac{\rho_6}{t_6} \\ \frac{\rho_1}{t_1} \end{bmatrix}.$$
(5)

Значение загрузок в ветвях исходной сети определим по формуле (6)

$$\mathbf{P}_{eemsu} = \begin{bmatrix} \rho_{1} \\ \rho_{2} \\ \rho_{3} \\ \rho_{4} \\ \rho_{5} \\ \rho_{6} \\ \rho_{7} \\ \rho_{8} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & t_{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & t_{3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & t_{4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & t_{5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & t_{5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & t_{7} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & t_{8} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\rho_{1}}{t_{1}} & \frac{\rho_{4}}{t_{2}} + \frac{\rho_{2} - \rho_{4}}{t_{2}} \\ \frac{\rho_{4}(t_{2} + t_{4})}{t_{2}t_{4}} - \frac{\rho_{4}}{t_{2}} \\ \frac{\rho_{2} - \rho_{4}}{t_{2}} - \frac{\rho_{6}}{t_{6}} + \frac{\rho_{4}(t_{2} + t_{4})}{t_{2}t_{4}} \\ \frac{\rho_{6}}{t_{6}} \\ \frac{\rho_{1}}{t_{1}} - \frac{\rho_{6}}{t_{6}} \\ \frac{\rho_{1}}{t_{1}} \\ \frac{\rho_{1}}{t_{1}} - \frac{\rho_{6}}{t_{6}} \\ \frac{\rho_{1}}{t_{1}} \\ \frac{\rho_{$$

В качестве критерия оптимальности примем минимизацию количества пакетов находящихся на обслуживании в CeMO, тогда целевая функция будет записана в виде:

$$F(\rho_i) = \sum_{i=1}^k N(\rho_i), \qquad (7)$$

где k – число СМО в сети;  $N(\rho_i)$  – средняя очередь как функция от загрузки СМО.

Если в качестве СМО взять М/М/1 то (7) можно записать в следующем виде (8):

$$F(\rho_{i}) = \sum_{i=1}^{k} \frac{\rho_{i}}{1 - \rho_{i}}.$$
(8)

В качестве ограничений достаточно указать не отрицательность элементов вектора  $\Lambda_{{\it semsu\_i}} \geq 0 \quad \forall i$  .

Модель системы по оптимизации параметров качества обслуживания показана на рис. 2. Функционирование системы начинается с ввода IP адресов узлов коммутации для установления с ними соединения по протоколу SNMP. Далее блок принятия данных отправляет запрос на получение информации о загрузке сети по протоколу SNMP. В блоке редактирования пользователь может изменить значения параметров загрузки в случае необходимости, а также редактировать уже оптимизированные характеристики. В блок определения топологии сети поступают данные о связности каждого узла коммутации и происходит объединение данных в матрицу связности узлов сети. В блоке определения контуров происходит выполнение алгоритма определения базисных циклов. В блок оптимизации поступают данные о связности узлов сети, а так же определенные базисные циклы. Далее выполняется расчет оптимального распределения трафика, используя данные о загрузке сети. Рассчитанные параметры сети необходимо преобразовать в данные для отправки на каждый узел сети. Эта операция выполняется в блоке данных о распределении трафика. В блоке отправки оптимизированных данных программа по протоколу SNMP загружает на узлы коммутации оптимизированные конфигурации прохождения трафика.



Рис. 2. Модель системы оптимизации параметров QoS

В качестве сети для которой можно выполнять такого рода оптимизацию является сеть на базе технологии MPLS (Multiprotocol Label Switching – многопротокольная коммутация по меткам), так как в данной технологии заложены механизмы и протоколы, обеспечивающие быстрое создание нескольких виртуальных маршрутов. Рекомендация RFC 3812 определят перечень объектов SNMP по управлению туннелями MPLS.

Таким образом, представленная архитектура системы управления позволит в реальном масштабе времени отслеживать загрузку каналов связи и оптимизировать распределения трафика по каналам (туннелями) связи, гарантируя предельный максимум по параметрам качества обслуживания. Применение же тензорной методологии к анализу и оптимизации сетей связи, позволяет управлять большими сетями, так как сложность вычислений увеличивается линейно в зависимости от числа узлов в сети, алгоритм поиска минимума целевой функции также является не сложным и может быть реализован простым координатным спуском, так как оптимизируемая функция имеет один глобальный минимум в области определения аргумента.

#### Список литературы

1. Семенов Ю.А., Пассивные оптические сети (PON/EPON/GEPON) / [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://book.itep.ru/4/41/pon.htm

2. Шаян М.А., ГаиповК.Э., Применение тензорного метода анализа для параметрической оптимизации телекоммуникационных сетей. Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / под ред. А.И. Громыко, Г.С. Патрина; отв. за вып. А.А. Левицкий. – Красноярск: Сиб. фед. ун-т, 2010. – С. 347–352.

#### ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ КОДЕК ДЛЯ СЕТЕЙ СВЯЗИ АБОНЕНТСКОГО ДОСТУПА В ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМАХ

А. А. Пирогов, О. Ю. Макаров (научный руководитель), А. В. Муратов

Воронежский государственный технический университет 394026, Воронеж, Московский пр-т, 14 E-mail: soumurian@mail.ru

Немаловажным фактором в обеспечении высококачественной связью играют методы и средства кодирования и преобразования передаваемого сигнала. В работе рассматривается пути решения проблемы обеспечения высокой достоверности передаваемых данных за счет применения устройств кодирования/декодирования (кодеков) в составе системы передачи цифровой информации.

Надежность сотовой связи и ее качество зависит от местности, погодных и электромагнитных условий. Для информационно-управляющих систем показатель надежности и помехоустойчивости канала связи является наиболее важным, так как при реализации задач стоящих перед такими системами, основным фактором является минимальная потеря данных информационной последовательности от управляемого объекта. Основной задачей помехоустойчивого кодирования является обеспечение высокой достоверности передаваемых данных за счет применения специализированных устройств кодирования/декодирования (кодеков) в составе системы передачи цифровой информации.

Каналы связи в стандарте GSM разделяются на два типа: физические и логические. Физический канал образуется путем комбинирования временного (BPK) и частотного (ЧРК) разделения сигналов [1].

До формирования физического канала сообщения данные, представленные в цифровом виде, группируются и объединяются в логические каналы двух типов:

- канал связи – для передачи кодированной речи и данных;

- канал управления – для передачи сигналов управления и синхронизации.

Кодирование и перемежение являются важными ступенями тракта обработки информационных цифровых сигналов и сигналов управления. В цифровых сетях связи осуществляется преобразование аналогового речевого сигнала в цифровую последовательность, которая подвергается шифрованию и кодированию, что необходимо для защиты информации от ошибок в процессе передачи и приема. Для этого используются:

– блочное кодирование – для быстрого обнаружения ошибок при приеме;

- сверточное кодирование - для исправления одиночных ошибок;

– перемежение – для преобразования пакета ошибок в одиночные ошибки.

В цифровых сетях связи кодируются все передаваемые по радиоканалу сигналы. В аналоговых сетях связи кодируют цифровые сигналы управления.

При кодировании преследуют различные цели. Самый низкий уровень имеет выявление (обнаружение) ошибок в полностью принятом сигнале. По сравнению с ним более высоким уровнем обладает обнаружение ошибок в отдельных сегментах сигнала, которое может быть выполнено с помощью простых блоковых кодов, например, с проверкой на четность. В современных системах используют коды с исправлением ошибок. Это могут быть блоковые коды и сверточные коды (GSM, системы с кодовым разделением – CDMA). Выбор кода определяет большое число факторов: характеристики каналов, скорость передачи, вид модуляции и т.п. Важное значение приобретает элементнотехнологическая база. Применение быстродействующих процессорных СБИС открыло путь к использованию мощных сверточных кодов при обработке сигналов в реальном времени. Сверточные коды хорошо исправляют случайные одиночные ошибки, но дают плохие результаты при пакетах ошибок. Поэтому сверточное кодирование и совмещают с перемежением (перетасовкой) информационных символов, которое обеспечивает преобразование пакетов ошибок в одиночные.

В различных логических каналах используются различные сверточные коды, поскольку скорости передачи и требования по защите от ошибок также различны. Для упрощения процедур кодирования и декодирования при формировании кодов используются только несколько полиномов. Это позволяет использовать в стандарте GSM сверточный код с одной скоростью R = 1/2. В ряде режимов для выравнивания скорости в речевом канале до R = 1/2 применяют прореживание, т.е. периодический пропуск (перфорацию) кодированных символов.

Одним из направлений развития сетей связи можно ожидать перехода к каскадному кодированию, например, внутреннему сверточному кодированию и внешнему, устраняющему ошибки при декодировании сверточных кодов, блоковому, с исправлением пакетов ошибок. Разумеется, такое сложное кодирование требует большой избыточности, что формально снижает эффективность использования систем, но существенно повышает достоверность информации [1].



Рис. 1. Система связи, использующая последовательный каскадный код с двумя составляющими кодами

Сверточные коды и рассмотренные алгоритмы декодирования находят основное применение в системах сотовой связи. Это объясняется тем, что каналы связи в этих системах близки по своим свойствам к каналам с белым гауссовским шумом, которые являются симметричными каналами без памяти. Для подобных систем характерны жесткие ограничения по мощности передаваемого сигнала, поэтому для них важно осуществить наиболее эффективное кодирование и декодирование, позволяющее уменьшить вероятность ошибки на декодированный информационный символ при малом энергетическом потенциале.

Оптимальный вариант достижения поставленной цели может являться применение в структуре кодека структур каскадного кодирования/декодирования. В основе построения, которых лежит идея совместного использования нескольких составляющих кодов. Данный подход позволит существенно повысить эффективность применения кодирования по сравнению с базовыми некаскадными методами.

Декодирование каскадного кода осуществляется в обратном порядке, т.е. принятая из канала последовательность сначала декодируется декодером внутреннего кода, а затем полученная последовательность декодируется декодером внешнего кода. Подчеркнем, что это позволит применять два декодера с длинами кодов существенно меньших. Данное свойство позволит снизить сложность декодирования по сравнению с сопоставимыми по эффективности декодерами некаскадных блоковых или сверточных кодов [2].

Применение каскадного кодирования позволит построить декодер на основе более простого порогового алгоритма декодирования сверточных кодов по сравнению с алгоритмом Витерби, при этом, не снизив помехоустойчивости сети.

Наиболее подходящей в данном случае будет каскадная схема, в которой внешним кодом является код Рида-Соломона, а внутренним – сверточный код (далее будем рассматривать сверточный код Финка). Также целесообразно в схеме между внешним и внутренним кодером/декодером включить устройство перемежения и восстановления (деперемежения), осуществляющие псевдослучайную перестановку символов внешнего кода и восстановление исходного порядка символов соответственно. Это необходимо для устранения групповых ошибок в информационной последовательности. А применение двоичного сверточного кода и каскадной недвоичной кодировки предотвратит появление единичных ошибок.

Для согласования работы системы кодер-декодер в сетях различных стандартов GSM, необходимо предусмотреть в кодере возможность изменения скорости кодирования и, соответственно, длину кода. Это осуществимо посредствам перфорации кода. Перфорация кода состоит в систематическом удалении из процесса передачи в канал некоторых битов данных с выхода низкоскоростного кодера. В результате, выходная последовательность принадлежит перфорированному коду более высокой скорости, что позволяет сделать универсальной систему кодер-декодер, с возможностью работы с разными скоростями кодирования информации в различных каналах связи. Схема кодека сети абонентского доступа представлена на рис. 2.



Рис. 2. Схема кодека сети абонентского доступа

Анализ оценки эффективности представленной модели показал, что оно обладает большей помехоустойчивостью. Поэтому полученное устройство может работать с более высокими скоростями кодирования, отличных от R = 1/2, что позволяет сократить избыточность кода и увеличить информативность выходной последовательности примерно на 20 %, тем самым не снизив помехоустойчивости системы. Затраты проектирование радиомодуля на основе ПЛИС по сравнению с заказными СБИС ниже более чем на 35 %.

#### Список литературы

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Вильямс, 2003. – С. 843–912.

2. Семенов Ю.А. Алгоритмы телекоммуникационных сетей. Ч. 1. Алгоритмы и протоколы каналов и сетей передачи данных. – М.: Бином, 2007. – С. 146–152.

#### Секция «АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК»

#### LABORATORY PACKAGE FOR FPGA, DSP SYSTEMS AND OTHER DIGITAL DEVICES RESEARCHING

#### N. M. Boev, P. V. Sharshavin, A. S. Glinchenko (advisor), S. V. Polikarpova (advisor)

Institute of engineering physics and radioelectronics of SFU 660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo st., 26 E-mail: nik88@inbox.ru, sharshavin@mail.ru

*Abstract* – This paper presents description of laboratory package developed by students of Siberian Federal University for their educational and professional needs. The aim of the project is to provide students with real and modern equipment thus improving education quality. Using this package students will be able to study FPGA, DSP systems and systems on chip; digital circuits; GNSS and telecommunication signal generating and processing algorithms in practice. The package includes the main DSP-board and satellite boards. We have devised DSP-board with the following units: Spartan-6 FPGA, DDR3 SDRAM, USB, JTAG, Fast Ethernet, clock SMA connector, clock oscillator etc. It is possible to attach external satellite boards with DAC, ADC and indicators using card slots. Development board with supplying voltages for soldering is also proposed. This laboratory package is intended to solve the problem of practice deficiency in engineering education.

#### **RING ANTENNA ARRAY FOR GPS/GLONASS RECIEVER MODELING**

A. S. Bulavchuk, V. G. Andyuseva (adviser), S. P. Panko (scientific supervisor)

Engineering Physics and Radio Electronics Institute of SFU 660074, Krasnoyarsk, Kirensky st., 26 E-mail: nord263@yandex.ru

*Abstract* – In this paper influence of different amplitude-phase distribution on ring antenna array radiation pattern was simulated. As all elements of ring antenna array are isotropic, array factor was calculated. Simulation of ring antenna array factor with falling amplitude distribution shows a reduction of radiation pattern. Radiation pattern using line phase distribution scans space. Adaptive radiation pattern was achieved with sine phase distribution. It suppresses jammers and noise from different directions. Different variants of amplitude and phase distribution for every radiation pattern were calculated. Calculations were made mathematically only.

#### **RESEARCH OF MEDICAL DATA WIRELESS TRANSMISSION**

M. V. Bulgakov, V. G. Andyuseva (adviser), S. P. Panko (scientific supervisor)

Engineering physics and radio electronics Institute of SFU. 660074, Krasnoyarsk, Kirenski st., 26 E-mail: bulgakovmaksim@yandex.ru

Abstract – In this paper general principles of organization and construction of wireless networks, the main problem and their possible solutions. We consider 2 most common situations

in the organization of the "last mile". Tests in conditions as close as possible (in a mobile center of tuberculin) showed that the current level communications, allows to use CDMA2000(3G), thanks to the wide area of footprint and high speed. Motech CNU-680 modem, WELLCOM operator meet the requirements for this type of communication. We present, graphically the most simple and cost – effectively data transmissions. Test protocols with the corresponding results are certified by the commissions.

#### GENERALIZED KOMINAMI-ROKUSHIMA'S INTEGRAL EQUATION FOR HORIZONTAL WIRE ANTENNA ABOVE LOSSY HALF-SPACE

A. A. Gaisin, Y. P. Salomatov, V. G. Andyuseva

*Abstract* – Kominami-Rokushima's integral equation for current distribution is generalized for horizontal arbitrary wire antenna above a lossy half-space. Lossy half-space effect on current distribution is corrected for incorporation in Kominami-Rokushima's integral equation tensor Green's function based on Sommerfeld theory. Detailed method of calculation Sommerfeld's integrals is described. The integral equation are solved by the point-matching method and polynomial approximation current along the antenna. The results for the current distribution and impedance are in excellent agreement with the results obtained in the public domain antenna-modeling software.

## ELECTRONIC DATABASES OF PHYSIOLOGICAL SIGNALS. USING IN RESEARCHES

A. A. Gorchakovskiy, S. P. Panko (advisor), S. V. Polikarpova (advisor)

Institute of engineering physics and radioelectronics of SFU 26 Kirenskiy st., Krasnoyarsk, 660074, Russia E-mail: flidkrasnoyarsk@gmail.com

*Abstract* – The designing and testing of medical equipment with automatic physiological signal processing requires large amount of data with certain parameters. This data can be obtained by cooperation with medical institutions, but it increases workload of medical stuff, increases time of development and testing of medical equipment. This problem can be solved with the help of electronic databases of physiological signals available at this time. One of such databases is PhysioBank. Physiobank provides digitized records of different types, such as ECG signals, interbeat (RR) interval records, gait and balance records, neuroelectric and myoelectric signals, magnetic resonance angiography images and synthetic signals with known characteristics.

#### References

- 1. http://www.physionet.org/physiobank/
- 2. http://www.physionet.org/physiobank/database/mitdb/

#### AMBIGUITY RESOLUTION ALGORITHMS ANALYSIS IN INTERFEROMETRIC MEASURINGS OF SATTELITE RADIO NAVIGATION SYSTEMS SIGNALS

K. Kostyrev, A. Aleshechkin (superviser), S. Polikarpova (adviser)

Siberian Federal University, Russia, Krasnoyarsk 660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo st., 26 E-mail: kkostyrev@mail.ru

*Abstract* – This paper describes the methods of objects angular data determination by interferometric measuring of Satellite Radio Navigation Systems signals. It studies the ways of ambiguity resolution in interferometric measuring. The excess method of ambiguity resolution is introduced in order to decrease time expense for orientation definition. As a result of the study we propose some implementation algorithms and describe their particular features.

#### WIDEBAND INTERFERENCE COMPENSATION EFFICIENCY

T. V. Krasnov, V. G. Andyuseva (scientific adviser)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ 660074, Красноярск, ул. Ак. Киренского, 26 E-mail: KrasnovTV@yandex.ru

*Abstract* – Medium waveband navigation systems are considered. Systems using codedivision multiplexing have intrasystem interference level determined by cross-correlation sidelobe. Interference immunity of spread spectrum signal with minimum shift keying correlation receiver is improved with powerful adjacent-channel interference compensator providing high accuracy interference copy forming. Correlation receiver equipped with compensator modeling denotes that designed compensator provides high signal dynamic range around 80 dB and higher in terms of Doppler frequency shift equals from 0 to 0.2 Hz.

#### CELL PARAMETERS INFLUENCE ON REFLECTARRAY CHARACTERISTICS RESEARCH

Y. A. Litinskaya, Y. P. Salomatov, V. G. Andyuseva

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics Siberian Federal University, Kirensky str. 26, Krasnoyarsk, 660074 Russia

*Abstract* – In the paper electromagnetic modeling of reflectarray elements is presented. Optimum configuration parameters were received during tests. The improved configurations of cells were offered. Phase characteristics for the further synthesis of reflectarray have been received. Universal reflectarray synthesis algorithm was developed. Possibilities of offset configuration construction and configurations with a direction of the main beam deflected from an array normal are realized. Some reflectarrays were synthesized, calculated, realized and measured. These arrays were made for Wi–Fi and Wi–MAX networks. Characteristics optimization for working rang increase has been made. The optimum level of array edge irradiation is revealed. The influence of cell illumination angle on phase characteristics has been investigated.

#### OSCILLATORS TIME SCALES SYNCHRONIZATION OF REMOTE GLONASS / GPS SIGNAL

I. Nigrutza, A. Grebennikov (scientific supervisor), S. Polikarpova (adviser)

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics SFU 660074, Krasnoyarsk, st. Kirenskogo, 26 E-mail: Almodey@rambler.ru

*Abstract* – This paper presents a review on a problem of using "poor" oscillators in ground control centers (GCC) on nonquery measuring stations. "Poor" oscillator means oscillator with relatively nonstable frequency lower than hydrogenous frequency standart. It may be rubidium frequency standart or hydrogenous with non satisfying frequency. This problem is found in tasks scheduling, communication, geodesy and geophysics, space and land navigation, ballistics and ephemeris astronomy. These systems already have fairly effective performance of coherence but it is desirable to get better synchronization whereas the existing methods do not solve these problems. Such improvement opens up new perspectives and opportunities.

#### References

1 Network satellite navigation systems / V. S. Shebshaevich, P. P. Dmitriev, N. V. Ivancevich and another / Edited by V. S. Shebshaevich. - M.: Radio & Communications, 1993

2 Algorithm for synchronizing spatially separated clock on the signals of satellite navigation systems / A. S. Tolstikov / Edited by A. S. Tolstikov. – SPb.: Siberian State Order of Labor Red Banner Scientific-Research Institute of Metrology

3 Some theses on equipment FTS / A. V. Grebennikov / Edited by A. V. Grebennikov. – Krasnoyarsk, 2010

4 Fundamentals of satellite navigation. System GPS NAVSTAR and GLONASS / Yacenkov V. S. / Edited by A. E. Pavlova. – M.: Hot line - Telecom, 2005

5 http://kunegin.narod.ru/ref1/glonass/3 2.htm - Ground control. center

6<u>http://www.mtvlg.ru/HTMLs/prib/kvant\_standart\_chastot.htm</u> - Quantum frequency standards

#### DEVELOPING TECHNOLOGY AND EQUIPMENT FOR REMOTE ULTRA SOUND SCANNING

A. V. Machnach, V. G. Andyuseva (adviser), S. P. Panko (scientific supervisor)

Engineering physics and radio electronics Institute of SFU 660074, Krasnoyarsk, Kirenski st., 26 E-mail: chelovechisse@yandex.ru

*Abstract* – In this paper research results are proposed. The main principles of ultra sound scanning in medicine were studied. Urgency of developing system for medicine at the present day was described. Remote ultra sound scanning method minimizing the system cost was developed. Functional scheme was presented to demonstrate possible improvements of remote ultra sound scanning using on Logiq5 Expert based device.

#### NUMERICAL INTEGRATION METHODS IN PROBLEMS OF RADIO WAVE PROPAGATION OVER EARTH SURFACE

A. A. Senchenko, Y. P. Salomatov

Siberian Federal University 660074, Krasnoyarsk, st. Kirenskogo, 26 E-mail: alsenchenko@mail.ru

*Keywords: attenuation function, radio wave propagation, numerical methods, integral Feinberg equation.* 

*Abstract* – Attenuation function calculation using Feinberg integral equation solution for mixed-path trace is considered. Several numerical methods for integral calculation in this solution are compared. Some special features of this integral are determined, which allows to reduce time costs for its calculation.

#### СПИСОК АВТОРОВ

| Абашева М. Ю.       | 427               | Горбунов Д. Е.     | 377         |
|---------------------|-------------------|--------------------|-------------|
| Абдулхаков А. А.    | 148               | Горчаковский А. А. | 115         |
| Абрамов А. О.       | 315               | Готовко В. И.      | 320, 324    |
| Абрамова Е. Г.      | 335, 340          | Гошев А. В.        | 481         |
| Агарков А. В.       | 123               | Гошин Г. Г.        | 294, 297    |
| Агарышев А. И.      | 142               | Гребенников А. В.  | 158, 186    |
| Алгазин Е. И.       | 505               | Григорьев А. Г.    | 219         |
| Алдонин Г. М.       | 237, 240          | Громыко А. И.      | 201         |
| Алексеева Н. А.     | 261               | Гундарева М. В.    | 36          |
| Алешечкин А. М.     | 96, 129, 151, 162 | Гутковская О. Л.   | 510         |
| Алибаев И. А.       | 484               | Давыдов Б. И.      | 530         |
| Андреев А. Г.       | 155               | Добуш И. М.        | 315         |
| Андреев Д. Г.       | 356               | Доронин И. С.      | 19          |
| Арикуат Х.          | 179               | Дорошкевич А. А.   | 226         |
| Артюх А. С.         | 259, 265          | Доценко О. А.      | 398         |
| Афонин И. Е.        | 306               | Дранишников Е. В.  | 539         |
| Бабак Л. И.         | 330               | Евстратько В. В.   | 223         |
| Бабаков А. В.       | 364               | Елисеев Д. С.      | 162         |
| Бакунова Е.         | 369               | Енютина Т. А.      | 427         |
| Бальва Я. Ф.        | 289               | Ермолаев М. В.     | 129         |
| Барашков В. А.      | 477               | Ерохин А. А.       | 292         |
| Бахтина В. А.       | 373               | Есин А. Ю.         | 201         |
| Бевзенко И. Г.      | 11                | Жарников Д. А.     | 382         |
| Беличенко В. П.     | 310               | Желудько С. П.     | 237         |
| Белоруцкий Р. Ю.    | 40                | Журавлев В. А.     | 436         |
| Белых Д. В.         | 51                | Запасной А.С.      | 310         |
| Богданович В. А.    | 36                | Зачиняев Ю. В.     | 134         |
| Богомолов Н. П.     | 166               | Зеленский А. В.    | 471         |
| Боев Н. М.          | 22, 88            | Зограф Ф. Г.       | 492         |
| Божедомов И. О.     | 497               | Зубарев В. Ю.      | 123         |
| Бондаренко В. Н.    | 106, 170          | Иванов Д. В.       | 387         |
| Бородина Е. С.      | 501               | Иванов С. В.       | 392         |
| Брюханова В. В.     | 226               | Иванова М. Ю.      | 387         |
| Буранов Ю. В.       | 306               | Игнатенко А. В.    | 433         |
| Валиханов М. М.     | 148               | Изотов А. В.       | 449         |
| Васюков В. Н.       | 46, 527           | Казаниев М. Ю.     | 158         |
| Веретельников К. Н. | 151               | Какоткин В. В.     | 148         |
| Верешагин А. Н.     | 129, 184          | Каленникова Е. С.  | 46          |
| Виноградов Н. И.    | 112               | Калентьев А. А.    | 330         |
| Волкова А. В.       | 210               | Калмыков И. Ю.     | 27          |
| Волошин А. С.       | 352               | Капулин Л. В.      | 214         |
| Воробьев А. Н.      | 76                | Капустин Л. А.     | 515         |
| Востренов А. Г.     | 36                | Каратаев Е. П.     | 315         |
| Вяхирев В. А.       | 193               | Карманов Ю. Т.     | 126         |
| Гаврилов В. В.      | 409               | Карпушин В. Б.     | 119         |
| Гаипов К. Э.        | 520, 539          | Качур И. Н.        | 324         |
| Гайсин А А          | 324               | Кисилев В И        | 453         |
| Галеев Р Г          | 3 106 158         | Князев Н С         | 283         |
| Гарифуллин В Ф      | 106 158           | Ковалевский А П    | 505         |
| Гвоздарёв А С       | 31                | Коколов А А        | 330         |
| Геплер Ю И          | 110 331           | Колегов А. Н       | 271         |
| Глалких А. А        | 501 515           | Коловская А Ю      | 369         |
| Глинченко А С       | 101               | Коловский Ю В      | 373 387 413 |
| Глинчиков В А       | 22.88             | Комаров В А        | 101         |
| Глушков В П         | 484               | Конов В Г          | 3           |
| Гнитиёв В П         | 219               | Кононенко Т. С     | 237         |
| Говорун И В         | 300               | Копылов А Ф        | 250 261 278 |
| Гомзикова Т. А.     | 340               | Копылова Н. А.     | 278         |
|                     | 510               |                    | 270         |

| K A G                            | 106   |                           | 10                         |
|----------------------------------|---|---------------------------|----------------------------|
| Корец А. Я.                      | 406   | Окишев К. Н.              | 19                         |
| Корж И. Н.                       | 166   | Павлова А. А.             | 230                        |
| Коровин Е. С.                    | 85  | Панасов П. А.             | 306                        |
| Корчагин Д. А.                   | 392   | Панченко Б. А.            | 283                        |
| Костюнина М. А.                  | 427   | Панько В. С.              | 292                        |
| Кочеткова О. А.                  | 398   | Панько С. П.              | 70, 91, 115, 117, 223, 490 |
| Краснобаев Ю. В.                 | 214   | Пасечник А. В.            | 80                         |
| Краснов Т. В.                    | 170   | Патрин П. Я.              | 520                        |
| Крылов Е. Л                      | 22.88   | Патрушева Т Н             | 420 423                    |
| Кулрявнев И А                    | 112   | Патюков В Г               | 68                         |
| Кузьмин Е В                      | 137   | Патюков Е. В.             | 58                         |
| Кузымин L. D.<br>Кузьминсий Р. А | 520   |                           | 544                        |
| Кузьмицкии D. A.<br>Илликов И. Е | 61  | Пирогов А.А.              | 249                        |
| Куликов и. е.                    | 01  | Писанин М. А.             | 348                        |
| Куриленко С. М.                  | 401   | Плавский Л. Г.            | 343                        |
| Кучин А. А.                      | 534   | Пооызаков А. С.           | 413                        |
| Лапаев И. Ю.                     | 61  | Подорожняк С. А.          | 417                        |
| Ларионов А. А.                   | 142   | Поздняков А. С.           | 259                        |
| Латышева И. К.                   | 240   | Поляков В. Г.             | 289                        |
| Левицкий А. А.                   | 446, 466, 481, 484  | Пономарев В. С.           | 466                        |
| Левицкий В. А.                   | 490   | Пономарев Д. Ю.           | 497, 510, 534              |
| Леглер В. В.                     | 58  | Пономаренко Б.В.          | 123                        |
| Лейченко Ю. Д.                   | 348   | Попов А. А.               | 76                         |
| Лексиков А. А.                   | 300   | Попов А. В.               | 420                        |
| Лемберг К. В.                    | 275   | Попова М. В.              | 205                        |
| Леньшин А В                      | 76  | Потапов И И               | 320                        |
| Леухина А. Е.                    | 398   | Ралченко С. Е.            | 174                        |
| Липунова А А                     | 446   | Ранинская Т А             | 335                        |
| Погорой И Л                      | 456   | Ромашенко И В             | 255                        |
|                                  | 310   | $\mathbf{P}_{\mathbf{M}}$ | 460 462 464                |
|                                  | 01  |                           | 400, 402, 404              |
| Лопин и. С.                      | 282   | Гумянцев К. Е.            | 134                        |
| Ляиком Е. А.                     | 382   | Рыженков А. В.            | 423                        |
| Макаренко Г. К.                  | 96  | Рымов А. И.               | 52, 05                     |
| Макаров О.Ю.                     | 544   | Саломатов Ю. П.           | 250, 352                   |
| Малеев А. В.                     | 196   | Сальников А. С.           | 315                        |
| Маморцев С. В.                   | 189   | Самохвалов И. В.          | 226, 233                   |
| Матвеев А. А.                    | 352   | Семенова О. В.            | 406                        |
| Матюшев Р. А.                    | 193   | Семибратов В. П.          | 297                        |
| Мезенцева А. И.                  | 474   | Сенченко А. А.            | 250                        |
| Меркушев Ф. Ф.                   | 406   | Сенченко Я. И.            | 137                        |
| Миллер А. В.                     | 189   | Сержантов А. М.           | 255, 275, 289, 352         |
| Минченков С. О.                  | 80  | Сидоренко А. С.           | 539                        |
| Митяева И. А.                    | 427   | Сидоров В. Г.             | 166                        |
| Михайленко Я. В.                 | 196   | Сизасов С. В.             | 186                        |
| Михальченко С. Г.                | 189   | Сизов С. Ю.               | 456                        |
| Мишуров А. В.                    | 117   | Силантьев А. А.           | 68                         |
| Моллован Е. Л.                   | 123   | Слобожанин А. Н.          | 219                        |
| Молчанов А                       | 427   | Смынтына ОВ               | 52                         |
| Морозеев И В                     | 348   | Снежко Н. Ю               | 427                        |
|                                  | 265   |                           | 406                        |
| Мосейцик Р. С                    | 261 278   | Содоргев П. Н.            | 400                        |
| Moogray A 10                     | 201, 278  |                           | 449                        |
| Munaman A. D.                    | 401   |                           | 4//                        |
| муратов А. В.                    | 372, 430, 400, 402, 404, 344<br>5, 210, 256, 250, 277, 401, 442 | CTEIIAHOBA E. A.          | 406                        |
| мушта А. И. 203                  | 0, 210, 300, 309, 377, 401, 442                                 | Степачева А. В.           | 315                        |
| назарова Е. М.                   | 409   | Судариков А. В.           | 460, 462                   |
| Насонов С. В.                    | 233   | Сусляев В. И.             | 230                        |
| Непомнящий О. В.                 | 364   | Терехина О. В.            | 471                        |
| Николаев А. Н.                   | 126   | Тихомиров Н. М.           | 61                         |
| Никотин С. Е.                    | 348   | Томилин В. И.             | 431, 433                   |
| Никулин А. В.                    | 14  | Трегубов С. И.            | 453                        |
| Новиков Р. А.                    | 19  | Трефилов Н. А.            | 243                        |

| Тронин О. А.      | 101      | Шеховцов Д. В.      | 442                |
|-------------------|----------|---------------------|--------------------|
| Туголуков Д. В.   | 431      | Шкондин Ю. А.       | 359                |
| Турецкий А. В.    | 456      | Штро П. В.          | 155                |
| Тухватуллин М. И. | 247      | Шуваев В. А.        | 456                |
| Тюхтев Д. А.      | 214      | Щуров В. В.         | 294                |
| Узолин Е. Ю.      | 268      | Югай В. В.          | 3                  |
| Устинов В. И.     | 417      | Юзова В. А.         | 382, 409           |
| Учуватов М. П.    | 492      | Яковлева М. В.      | 345                |
| Учуватов М. С.    | 453      |                     |                    |
| Фатеев А. В.      | 294, 297 | Aleshechkin A.      | 550                |
| Фатеев Ю. Л.      | 148, 184 | Andyuseva V. G.     | 548, 549, 550, 551 |
| Федоров Д.С.      | 123      | Boev N. M.          | 548                |
| Фень А. М.        | 492      | Bulavchuk A. S.     | 548                |
| Филоненко В. В.   | 80       | Bulgakov M. V.      | 548                |
| Фокин Д. С.       | 65       | Gaisin A. A.        | 549                |
| Хабибуллин М. Л.  | 247      | Glinchenko A. S.    | 548                |
| Хижняк К. С.      | 527      | Gorchakovskiy A. A. | 549                |
| Чадаев Д. И.      | 524      | Grebennikov A.      | 551                |
| Червань Д. А.     | 51       | Karpov L.           | 369, 373, 413      |
| Черепанов В. В.   | 240      | Kostyrev K.         | 550                |
| Чубов С. В.       | 189      | Krasnov T. V.       | 550                |
| Чугунов М. В.     | 243      | Litinskaya Y. A.    | 550                |
| Шабуров А. И.     | 373      | Machnach A. V.      | 551                |
| Шагалина О. В.    | 487      | Nigrutza I.         | 551                |
| Шайдуров Г. Я.    | 9        | Panko S. P.         | 548, 549, 551      |
| Шаршавин П. В.    | 186      | Polikarpova S. V.   | 548, 549, 550, 551 |
| Шевченко И. Н.    | 70       | Salomatov Y. P.     | 549, 550, 552      |
| Шелованова Г. Н.  | 417      | Senchenko A. A.     | 552                |
| Шестаков А. С.    | 436      | Sharshavin P. V.    | 548                |

## СОДЕРЖАНИЕ

| О работах ФГУП «НПП «Радиосвязь» в области спутниковой связи и навигации                                  | ~  |
|---|----|
| Новые разработки научно-технического центра радиоэлектроники «Мезон»                                      | 1  |
| Шайдуров Г. Я.  | 9  |
| Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»   |    |
| Уменьшение длины антипода за счет изменения параметров плоского трехпроводного кабеля                     |    |
| Бевзенко И. Г<br>Исследование возможностей дискретных моделей поверхностно-распределенного<br>объекта     | 11 |
| Никулин А. В.   | 14 |
| Генератор мощных широкополосных импульсов на основе последовательно вклю-<br>ченных лавинных транзисторов | 1( |
| ПОВИКОВ Г. А., ДОРОНИН И. С., ОКИШЕВ К. П   | 15 |
| Боев Н М Крылов Е Л Глинчиков В А   | 22 |
| Ошибки позиционирования эквивалентного центра излучения лвумерным матрич-                                 |    |
| ным имитатором  |    |
| Калмыков И. Ю   | 27 |
| Метод анализа параметрического портрета многочастотного поля рассеяния для                                |    |
| оценки параметров радиоголографических объектов<br>Гвоздарёв А. С.  | 31 |
| Инвариантный алгоритм обнаружения сигналов в частотной области на основе                                  |    |
| критерия согласия   |    |
| Богданович В. А., Вострецов А. Г., Гундарева М. В   | 36 |
| Оценка смещения отметки от точечного объекта по азимутальной координате в ре-                             |    |
| зультате неточности задания координат носителя РСА при имитации РЛИ<br>Белоруцкий Р. Ю.                   | 4( |
| Алгоритм построчной обработки изображения при обнаружении дымового облака                                 |    |
| в системе видеонаблюдения   |    |
| Каленникова Е. С., Васюков В. Н.  | 46 |
| Повышение точности оценки местоположения воздушного судна при групповом применении авиации                |    |
| Белых Д. В., Червань Д. А   | 51 |
| Двухпозиционный метод измерения на ракете пеленга цели и угловой скорости                                 |    |
| вращения линии визирования  |    |
| Смынтына О. В., Рымов А. И.   | 52 |
| Измерение отношения сигнал/шум по флуктуациям периода сигнала<br>Леглер В. В., Патюков Е. В.              | 58 |
| Дельта-сигма модуляторы FF3 и FB3 синтезаторов частот с дробными делителями                               |    |
| частоты<br>Лапаев И. Ю., Куликов И. Е., Тихомиров Н. М.   | 61 |
| Алгоритм оптимального планирования процесса сопровождения целей бортовой РЛС с ФАР                        |    |
| Фокин Л. С., Рымов А. И.  | 64 |
| Измерение отношения сигнал/шум на основе фазовых флуктуаций сигнала                                       |    |
| Силантьев А. А., Патюков В. Г.  | 68 |
| Метрологическое обеспечение измерения координат точечной цели при подпо-                                  |    |
| верхностном зондировании  |    |
| Шевченко И. Н., Панько С. П   | 7( |

| Исследование синтезаторов частот с дельта-сигма модуляторами Попов А. А., Воробьев А. Н., Леньшин А. В. | 76  |
|---|-----|
| Оценка возможности распознавания групповой возлушной цели в авиационном                                 | 10  |
| комплексе радиолокационного дозора и наведения  |     |
| Филоненко В. В., Минченков С. О., Пасечник А. В.  | 80  |
| Двумерная фазовая пеленгация подвижной линейной антенной решёткой с учётом                              |     |
| направленности антенн   |     |
| Коровин Е. С.   | 85  |
| Разработка электронной части сервопривода для малой беспилотной авиации                                 |     |
| Боев Н. М., Крылов Е. Д., Глинчиков В. А.   | 88  |
| Система измерения тремора конечностей нейробольных  |     |
| Лопин И. С., Панько С. П.   | 91  |
| Дистанционное определение координат энергетических объектов с использованием                            |     |
| глобальных навигационных спутниковых систем   |     |
| Макаренко Г. К., Алешечкин А. М   | 96  |
| Аппаратно-программный комплекс для исследования и разработки систем диполь-                             |     |
| ного индуктивного профилирования  |     |
| Глинченко А. С., Комаров В. А., Тронин О. А.  | 101 |
| Синхронизация опорных наземных станций интегрированной радионавигационной                               |     |
| системы   |     |
| Гарифуллин В. Ф., Галеев Р. Г., Бондаренко В. Н   | 106 |
| Создание и анализ электрических четырехполюсников на основе физической ана-                             |     |
| логии с поляризованным светом   |     |
| Геллер Ю. И.  | 110 |
| Микропроцессорная система сбора данных космического наноспутника  |     |
| Виноградов Н. И., Кудрявиев И. А.   | 112 |
| Электронные базы данных физиологических сигналов – использование в научных                              |     |
| исследованиях   |     |
| Горчаковский А. А., Панько С. П   | 115 |
| Система передачи ЭКГ  |     |
| Мишуров А. В., Панько С. П  | 117 |
|   |     |
| Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ   |     |
| И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»  |     |
| Сравнение мер анизотропности текстуры на основе градиентного структурного                               |     |
| тензора   | 110 |
| Карпушин В. Б.  | 119 |
| Цифровая обработка сигналов в многорежимном навигационно-посадочном при-                                |     |
| емнике метрового диапазона  |     |
| Агарков А. В., Зубарев В. Ю., Молдован Е. Л., Федоров Д. С., Пономаренко Б. В                           | 123 |
| Алгоритм быстрого измерения несущей частоты узкополосных радиосигналов в                                |     |
| широком частотном диапазоне   |     |
| Николаев А. Н., Карманов Ю. Т.  | 126 |
| Аппаратно-программный комплекс эталонного имитатора и анализатора навигаци-                             |     |
| онных сигналов  |     |
| Ермолаев М. В., Алешечкин А. М., Верещагин А. Н.  | 129 |
| Использование волоконной оптики для формирования наносекундных ЛЧМ-                                     |     |
| радиосигналов   |     |
| Зачиняев Ю. В., Румянцев К. Е.  | 134 |
| Исследование быстродействия системы фазовой синхронизации с нестационарным                              |     |
| фильтром  |     |
| Сенченко Я. И., Кузьмин Е. В  | 137 |

| Возможности коррекции влияния ионосферы на точность определения координат      |     |
|--|-----|
| приемников спутниковых радионавигационных систем                               |     |
| Ларионов А. А., Агарышев А. И  | 142 |
| Повышение достоверности навигационного обеспечения сейсморазведочных работ     |     |
| на водных акваториях   |     |
| Абдулхаков А. А., Валиханов М. М., Какоткин В. В., Фатеев Ю. Л                 | 148 |
| Исследование алгоритма разрешения фазовой неоднозначности при оценке пара-     |     |
| метров в радионавигационной системе «Крабик»                                   |     |
| Веретельников К. Н., Алешечкин А. М  | 151 |
| Поиск сигналов ГЛОНАСС по задержке с применением быстрого преобразования       |     |
| Фурье  |     |
| Штро П. В., Андреев А. Г   | 155 |
| Экспериментальное исследование способов синхронизации в интегрированных ра-    |     |
| диосистемах навигации  |     |
| Галеев Р. Г., Гарифуллин В. Ф., Гребенников А. В., Казанцев М. Ю               | 158 |
| Применение инерциальных измерительных модулей в радионавигационной аппаратуре  |     |
| Елисеев Д. С., Алешечкин А. М  | 162 |
| Алгоритмы централизованной вторичной обработки информации в многопозици-       |     |
| онной радиолокационной системе   |     |
| Богомолов Н. П., Корж И. Н., Сидоров В. Г                                      | 166 |
| Влияние нелинейности тракта на помехоустойчивость приема шумоподобных сигналов |     |
| Краснов Т. В., Бондаренко В. Н   | 170 |
| Совместная оценка параметров спектральных линий энергетического спектра гам-   |     |
| ма-излучения   |     |
| Радченко С. Е  | 174 |
| Квазиправдоподобный измеритель времени прихода импульсного сигнала произ-      |     |
| вольной формы со случайной субструктурой и неточно известной длительностью     |     |
| Арикуат Х  | 179 |
| Исследование межканальной погрешности имитатора навигационных сигналов         |     |
| Верещагин А. Н., Фатеев Ю. Л   | 184 |
| Программная постобработка и программные приемники навигационных сигналов       |     |
| СРНС ГЛОНАСС/GPS   |     |
| Шаршавин П. В., Сизасов С. В., Гребенников А. В                                | 186 |

### Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

| Исследование СУ ККМ на базе повышающего преобразователя для источника пи-    |     |
|--|-----|
| тания светодиодного уличного освещения                                       |     |
| Маморцев С. В., Чубов С. В., Михальченко С. Г., Миллер А. В                  | 189 |
| Исследование устройства подавления помех для измерителей интервалов субнано- |     |
| секундной и наносекундной длительности                                       |     |
| Матюшев Р. А., Вяхирев В. А.   | 193 |
| Анализ качества электрической энергии с применением персонального компьютера |     |
| и среды моделирования MATLAB   |     |
| Малеев А. В., Михайленко Я. В.   | 196 |
| Аппаратное обеспечение на базе лазерного излучения для тренировки пловцов    |     |
| Есин А. Ю., Громыко А. И.  | 201 |
| Информационные технологии компьютерного анализа логических элементов в       |     |
| CATIP CADENCE SPB / ORCAD V.16.3   |     |
| Попова М. В., Мушта А. И   | 205 |
| Компьютерное моделирование электронных устройств РЭС в САПР САДЕИСЕ          |     |
| SPB / ORCAD V.16.3   |     |
| Волкова А. В., Мушта А. И  | 210 |
|  |     |

| Импульсный  | стабилизатор | напряжения | c | дискретным | принципом | формирования |
|-------------|--------------|------------|---|------------|-----------|--------------|
| управляющих | сигналов     |            |   |            |           |              |

| Краснобаев Ю. В., Капулин Д. В., Тюхтев Д. А.                                  | 214 |
|--|-----|
| Адаптивный регулятор температуры с функциями энергосбережения и снижения       |     |
| пиковой нагрузки электросети   |     |
| Гнитиёв В. П., Слобожанин А. Н., Григорьев А. Г.                               | 219 |
| Адаптивная фильтрация помех промышленной частоты в биомедицинской элек-        |     |
| тронике  |     |
| Евстратько В. В., Панько С. П.   | 223 |
| Влияние размеров частиц капельного облака на распределение степени поляриза-   |     |
| ции лидарного сигнала двукратного рассеяния                                    |     |
| Дорошкевич А. А., Брюханова В. В., Самохвалов И. В                             | 226 |
| Исследование времени релаксации диэлектрической проницаемости воды от скоро-   |     |
| сти протекания через магнитную систему МАУТ                                    |     |
| Павлова А. А., Сусляев В. И.   | 230 |
| Исследование микроструктуры облаков верхнего яруса по изменению элементов      |     |
| матрицы обратного рассеяния света  |     |
| Насонов С. В., Самохвалов И. В.  | 233 |
| Суточный мониторинг вариабельности сердечного ритма                            |     |
| Кононенко Т. С., Алдонин Г. М., Желудько С. П.                                 | 237 |
| Оценка функционального состояния кардиоритма на основе фрактальной размерности |     |
| Латышева И. К., Алдонин Г. М., Черепанов В. В                                  | 240 |
| •  |     |

## Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

| Применение численных методов в проектировании антенных узлов радиолучевых    |     |
|--|-----|
| средств обнаружения  |     |
| Трефилов Н. А., Чугунов М. В   | 243 |
| СВЧ-установка для сушки диэлектрических материалов                           |     |
| Хабибуллин М. Л., Тухватуллин М. И.  | 247 |
| Исследование относительной диэлектрической проницаемости подложек СВЧ ре-    |     |
| зонаторным методом   |     |
| Сенченко А. А., Саломатов Ю. П., Копылов А. Ф                                | 250 |
| Исследование двухмодового полоскового фильтрана подвешенной подложке         |     |
| Ромашенко И. В., Сержантов А. М  | 255 |
| Приемный модуль L-диапазона вертолётного пассивного пеленгатора              |     |
| Поздняков А. С., Артюх А. С  | 259 |
| К вопросу определения мощности гармонического тока в комплексной форме       |     |
| Мосейчук Р. С., Копылов А. Ф., Алексеева Н. А                                | 261 |
| Проектирование антенны приемного модуля вертолётной АФАР                     |     |
| Морозов А. А., Артюх А. С  | 265 |
| Способы улучшения кроссполяризационной развязки зеркальных антенн            |     |
| Узолин Е. Ю  | 268 |
| Расчет волноводного мультиплексера KU-диапазона                              |     |
| Колегов А. Н   | 271 |
| Управляемый резонансный микрополосковый фазовращатель на магнитной подложке  |     |
| Лемберг К. В., Сержантов А. М  | 275 |
| Разработка и исследование полосно-заграждающего фильтра дециметрового диапа- |     |
| зона длин волн   |     |
| Мосейчук Р. С., Копылова Н. А., Копылов А. Ф                                 | 278 |
| Методика расчета входного сопротивления ферической антенны                   |     |
| Князев Н. С., Панченко Б. А  | 283 |

| Исследование коэффициентов связи кольцевых микрополосковых резонаторов в     |      |
|--|------|
| Полякое В Г Бальеа Я Ф Сеписантов А М  | 289  |
| Исследование влияния предполья на КНЛ догопериодической антенны КВ диапазона | 20)  |
| Ерохин А. А., Панько В. С.   | 292  |
| Проектирование лелителя мошности лиапазона 032 ГГи                           | _/_  |
| Шуров В. В., Фатеев А. В., Гошин Г. Г.                                       | 294  |
| Разработка фиксированного аттенюатора для коаксиального тракта               | _, . |
| Семибратов В. П., Фатеев А. В., Гошин Г. Г.                                  | 297  |
| Исследование возможности применения микрополосковых ВТСП фильтров в каче-    |      |
| стве защитных устройств  |      |
| Говорун И. В., Лексиков А. А.  | 300  |
| Математическая модель сигнала, отраженного от цели сложной формы             |      |
| Буранов Ю. В., Панасов П. А., Афонин И. Е                                    | 306  |
| Интерференционные потоки энергии в малоэлементных антенных решетках          |      |
| Запасной А. С., Лопатина А. П., Беличенко В. П                               | 310  |
| Программа автоматизации измерений и статистического анализа параметров эле-  |      |
| ментов СВЧ монолитных интегральных схем на основе среды Indesys-MS           |      |
| Сальников А. С., Добуш И. М., Степачева А. В., Каратаев Е. П., Абрамов А. О  | 315  |
| Диаграммообразующие антенные системы с переизлучающей линзой-куполом         |      |
| Потапов И. И., Готовко В. И  | 320  |
| Обобщенное интегральное уравнение коминами-рокушимы для антенны, располо-    |      |
| женной в двухслойной среде   |      |
| Гайсин А. А., Готовко В. И., Качур И. Н., Саломатов Ю. П                     | 324  |
| Geneamp – программа автоматизированного проектирования СВЧ транзисторных     |      |
| усилителей на основе генетического алгоритма                                 |      |
| Калентьев А. А., Коколов А. А., Бабак Л. И                                   | 330  |
| Средства проектирования многослойных ГИС СВЧ, реализуемых по технологии LTCC |      |
| Абрамова Е. Г., Рачинская Т. А   | 335  |
| Разработка конструкций многослойных ГИС частотных фильтров СВЧ, изготов-     |      |
| ленных по технологии LTCC  |      |
| Абрамова Е. Г., Гомзикова Т. А.  | 340  |
| Использование короткозамкнутого шлейфа для расширения полосы частот кольце-  |      |
| вого делителя мощности   | ~    |
| Яковлева М. В., Плавский Л. Г.   | 345  |
| Электронный учебно-методический комплекс по дисциплине «теоретические осно-  |      |
| вы электротехники»   |      |

| Лейченко Ю. Д., Морозеев И. В., Никотин С. Е., Писанин М. А               | 348 |
|---|-----|
| Микрополосковая антенна с переключаемой поляризацией на магнитодиэлектри- |     |
| ческой подложке   |     |
| Матвеев А. А., Волошин А. С., Сержантов А. М                              | 352 |

#### Секция «МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, НАНОФОТОНИКА И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА»

| Моделирование схемы источника опорного напряжения в субмикронной техноло- |     |
|---|-----|
| гии 180 нм/280 нм с применением метода Монте-Карло                        |     |
| Андреев Д. Г., Мушта А. И   | 356 |
| Микроконтроллер на базе усовершенствованной AVR RISC архитектуры          |     |
| Шкондин Ю. А., Мушта А. И.  | 359 |
| Однокристальные системы с перестраиваемой архитектурой                    |     |
| Бабаков А. В., Непомнящий О. В.   | 364 |
|   |     |

| Квалиметрия англо-русского тезауруса в области нанометрологии  |     |
|--|-----|
| Бакунова Е., Коловская А. Ю., Karpov L   | 369 |
| Моделирование дифракционных структур с заданной диаграммой направленности                              |     |
| для фазовых оптических элементов   |     |
| Бахтина В. А., Шабуров А. И., Коловский Ю. В., Karpov L  | 373 |
| RTL модель блока управления памятью  |     |
| Горбунов Д. Е., Мушта А. И   | 377 |
| Получение и исследование структуры толстых пористых слоев на p-SI при дли-                             |     |
| тельном анодном травлении с внутренним источником тока   |     |
| Жарников Д. А., Ляйком Е. А., Юзова В. А   | 382 |
| Повышение точности калибровки фотограмметрической системы при помощи ней-                              |     |
| росетевого анализа погрешностей  |     |
| Иванов Д. В., Иванова М. Ю., Коловский Ю. В  | 387 |
| Метод повышения эффективности получения монокристаллов с расчетом основных                             |     |
| параметров технологического процесса   |     |
| Корчагин Д. А., Иванов С. В., Муратов А. В   | 392 |
| Микроволновые электрофизические характеристики композитов на основе много-                             |     |
| стенных углеродных нанотрубок  |     |
| Кочеткова О. А., Леухина А. Е., Доценко О. А   | 398 |
| Проектирование источника опорного напряжения на ширине запрещенной зоны в                              |     |
| КМОП-технологии  |     |
| Куриленко С. М., Мушта А. И  | 401 |
| Разработка сенсорных структур на основе пористого кремния  |     |
| Меркушев Ф. Ф., Солдатов А. В., Степанова Е. А., Семенова О. В., Корец А. Я                            | 406 |
| Технология получения свободных слоев пористого кремния для микроэлектронных                            |     |
| сенсоров   |     |
| Назарова Е. М., Гаврилов В. В., Юзова В. А   | 409 |
| Определение энергетических характеристик бортового устройства светомаркировки                          |     |
| Побызаков А. С., Коловский Ю. В., Karpov L   | 413 |
| Дисперсия ёмкости в полупроводниковой низкоразмерной среде   |     |
| Подорожняк С. А., Устинов В. И., Шелованова Г. Н   | 417 |
| Влияние толщины фотоактивного слоя на параметры оксидной солнечной ячейки                              |     |
| Попов А. В., Патрушева Т. Н  | 420 |
| Эквивалентная электрическая схема оксидных фотоэлектрохимических ячеек, сен-                           |     |
| сибилизированных красителем  |     |
| Рыженков А. В., Патрушева Т. Н   | 423 |
| Исследование теплопроводности тонких пленок диоксида циркония и сложных ок-                            |     |
| сидов на основе $ZrO_2$  |     |
| Костюнина М. А., Абашева М. Ю., Митяева И. А., Молчанов А., Снежко Н. Ю.,                              |     |
| Енютина Т. А   | 427 |
| Модель вертикального роста многослойного зародыша  |     |
| Томилин В. И., Туголуков Д.В.  | 431 |
| Модель латерального роста многослойного зародыша   |     |
| Томилин В. И., Игнатенко А. В.   | 433 |
| Влияние магнитоупругих взаимодействий на магнитную анизотропию нанострук-                              |     |
| турных порошков гексаферритов ВАСО <sub>0.56</sub> ZN <sub>1.44</sub> FE <sub>16</sub> O <sub>27</sub> |     |
| Шестаков А. С., Журавлев В. А.   | 436 |
| Умножение частоты гармонических сигналов без колебательных систем на диффе-                            |     |
| ренциальном каскаде, выполненном по КМОП-технологии  |     |
| Шеховиов Д. В., Мушта А. И.  | 442 |
| Технологии компьютерного анализа и синтеза МЭМС в проблемно-ориентиро-                                 |     |
| ванных программных средах  |     |
| Липунова А. А., Левицкий А. А  | 446 |

| Численное моделирование магнитной микроструктуры и спектра СВЧ поглощения эллиптических частиц пермаллоя<br>Соловьев П. Н., Изотов А. В. | 449 |
|--|-----|
| Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДС   | TB» |
| Проблемы внедрения Cals-технологии при использовании программных продуктов   |     |
| разных производителей  |     |
| Учуватов М. С., Кисилев В. И., Трегубов С. И.  | 453 |
| Модели собственных колебаний элементов конструкций РЭС   | 150 |
| Лозовои И. А., Сизов С. Ю., Турецкии А. В., Шуваев В. А., Муратов А. В   | 456 |
| Сравнительный электромагнитный анализ катушек индуктивности в программном  |     |
| Cudamwood A B Pougueuwo M A Munamood A B   | 460 |
| Субириков А. Б., Гомищенко М. А., Муритов А. Б   | 400 |
| Ромашенко $M$ A Судариков A B Муратов A B  | 462 |
| Метолы обеспечения ЭМС и ЭМУ конструкций усилителей низких и средних частот  | 102 |
| Ромашенко М. А. Муратов А. В.  | 464 |
| Методики численного моделирования механических характеристик печатных узлов  | -   |
| в пакете SOLIDWORKS SIMULATION   |     |
| Пономарев В. С., Левицкий А. А   | 466 |
| Маховичные накопители в локальных системах энергопитания   |     |
| Зеленский А. В., Терехина О. В   | 471 |
| Оценка остаточного ресурса работы сложного технического объекта с помощью  |     |
| аппарата нейронных сетей   |     |
| Мезенцева А. И   | 474 |
| Экологические проблемы нанотехнологий  |     |
| Спивак А. М., Барашков В. А  | 477 |
| Аппаратура и методики измерения характеристик миниатюрных датчиков угловых   |     |
| скоростеи  | 401 |
| I ОШЕВ А. В., МОСЯГИН А. Ю., ЛЕВИЦКИИ А. А   | 481 |
| Разработка элементов конструкции малогаоаритного беспилотного летательного   |     |
| $A_{TU} \int Galax M A = \Gamma_{TUTUUTOR} R \Pi = \Pi_{COUNTUM} A A$  | 181 |
| Пелесообразность использования иннованионных образовательных технологий в  | 404 |
| преполавании гуманитарных лисшиплин электронного профиля   |     |
| Шагалина О. В.   | 487 |
| Измерение мышечного тонуса у человека  |     |
| Левицкий В. А., Панько С. П.   | 490 |
| Формирование элементов печатного монтажа в 3D-модели сборки платы средства-  |     |
| ми КОМПАС-3D   |     |
| Учуватов М. П., Фень А. М., Зограф Ф. Г  | 492 |
| Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ»  |     |

| Исследование характеристик обслуживания вызовов в сетях SoftSwitch<br>Божедомов И. О., Пономарев Д. Ю. | 497 |
|--|-----|
| Метод формирования целочисленных индексов достоверности символов в системе                             |     |
| мягкого декодирования  |     |
| Бородина Е. С., Гладких А. А   | 501 |
| Помехоустойчивость инвариантной системы при нелинейной обработке сигналов                              |     |
| Алгазин Е. И., Ковалевский А. П.   | 505 |
| Распределение трафика в сети VPN с использованием тензорного подхода                                   |     |
| Гутковская О. Л., Пономарев Д. Ю   | 510 |

| Анализ и синтез методов расширения корректирующих способностей блоковых кодов |     |
|---|-----|
| Капустин Д. А., Гладких А. А 5  | 515 |
| Оптимизация параметров качества обслуживания в пассивных оптических сетях     |     |
| Патрин П. Я., Гаипов К. Э 5   | 520 |
| Разработка информационной системы проектирования и эксплуатации ЛКС ВОЛП      |     |
| на основе информационных моделей  |     |
| Чадаев Д. И   | 524 |
| Поиск формы посылки с минимальным пик-фактором при ограничении внеполос-      |     |
| ного излучения  |     |
| Хижняк К. С., Васюков В. Н 5  | 527 |
| Выбор оптимального варианта трассы магистральной линии связи с использовани-  |     |
| ем метода анализа иерархий  |     |
| Кузьмицкий В. А., Давыдов Б. И 5  | 530 |
| Исследование процессов обслуживания вызовов в сетях IMS                       |     |
| Кучин А. А., Пономарев Д. Ю 5   | 534 |
| Система динамической оптимизации параметров качества обслуживания в инфо-     |     |
| коммуникационных сетях  |     |
| Дранишников Е. В., Сидоренко А. С., Гаипов К. Э 5                             | 539 |
| Помехоустойчивый кодек для сетей связи абонентского доступа в информационно-  |     |
| управляющих системах  |     |
| Пирогов А. А., Макаров О. Ю., Муратов А. В                                    | 544 |

## Секция «АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК»

| Laboratory Package For Fpga, Dsp Systems And Other Digital Devices Researching         | 518        |
|--|------------|
| N. M. Doev, F. V. Snarsnavin, A. S. Gunchenko (aavisor), S. V. Foukarpova (aavisor)    | 540        |
| A S Dulaushuh V C Andrug ang (advisor) S D Dauha (asiantific ang amizon)               | 510        |
| A. S. Bulavchuk, V. G. Anayuseva (aaviser), S. P. Panko (scientific supervisor)        | 548        |
| Research Of Medical Data wireless Transmission   | <b>540</b> |
| M. V. Bulgakov, V. G. Andyuseva (adviser), S. P. Panko (scientific supervisor)         | 548        |
| Generalized Kominami-Rokushima's Integral Equation For Horizontal Wire Antenna         |            |
| Above Lossy Half-Space   |            |
| A. A. Gaisin, Y. P. Salomatov, V. G. Andyuseva   | 549        |
| Electronic Databases Of Physiological Signals. Using In Researches                     |            |
| A. A. Gorchakovskiy, S. P. Panko (advisor), S. V. Polikarpova (advisor)                | 549        |
| Ambiguity Resolution Algorithms Analysis In Interferometric Measurings Of Sattelite    |            |
| Radio Navigation Systems Signals   |            |
| K. Kostyrev, A. Aleshechkin (superviser), S. Polikarpova (adviser)                     | 550        |
| Wideband Interference Compensation Efficiency  |            |
| T. V. Krasnov, V. G. Andyuseva (scientific adviser)                                    | 550        |
| Cell Parameters Influence On Reflectarray Characteristics Research                     |            |
| Y. A. Litinskaya, Y. P. Salomatov, V. G. Andyuseva                                     | 550        |
| Oscillators Time Scales Synchronization Of Remote Glonass / Gps Signal                 |            |
| I. Nigrutza, A. Grebennikov (scientific supervisor), S. Polikarpova (adviser)          | 551        |
| Developing Technology And Equipment For Remote Ultra Sound Scanning                    |            |
| A. V. Machnach, V. G. Andvuseva (adviser). S. P. Panko (scientific supervisor)         | 551        |
| Numerical integration methods in problems of radio wave propagation over earth surface |            |
| A. A. Senchenko, Y. P. Salomatov   | 552        |
| Список авторов   | 553        |
|  |            |

Научное издание

## СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Научный редактор Г. Я. Шайдуров

Редакторы: О. Ф. Александрова, И. А. Вейсиг, Е. Г. Иванова Компьютерная верстка: Т. М. Бовкун, Т. М. Говоркова

Подписано в печать 07.04.2011. Печать плоская. Формат 60х84/16. Бумага офсетная. Усл. печ. л. 35,2. Тираж 500 экз. Заказ 3631

> Редакционно-издательский отдел Библиотечно-издательского комплекса Сибирского федерального университета 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79 Отпечатано в ООО «Технология» 660059, г. Красноярск, ул. Вавилова, 49В



# СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

